www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

PHILIPS TECHNISCH TIJDSCHRIFT

JAARGANG 32, 1971, no. 1

Integreerbare basisschakelingen voor analoge signalen

Th. J. van Kessel en R. J. van de Plassche

De monolithische geïntegreerde schakelingen, die in tien jaar tijds van een laboratoriumexperiment zijn uitgegroeid tot een in massa vervaardigd produkt, zijn in twee grote klassen te onderscheiden: die voor digitale en die voor analoge signalen. De laatste kunnen tal van functies vervullen, maar bevatten steeds weer dezelfde basisschakelingen. De auteurs presenteren voor deze basisschakelingen elegante oplossingen, waarin gebruik gemaakt wordt van de specifieke mogelijkheden van de integratietechniek; men zou kunnen spreken van een nieuwe elektronica.

Inleiding

Wanneer het argeloze oog voor de eerste maal door een microscoop een geïntegreerde schakeling waarneemt, kan bij de waarnemer het vermoeden rijzen dat hij met een modern kunstwerk te maken heeft. Het abstracte lijnen- en blokkenspel in soms fraaie kleuren suggereert niet dat de vormen doelbewust zo zijn gekozen dat het geheel een plaat vol weerstanden en transistors kan vervangen.

Het valt niet te verwonderen dat velen van mening zijn dat de integratietechniek het onmogelijke mogelijk maakt. De bewondering voor het niet geheel begrepene leidt soms tot overschatting van de mogelijkheden. Men moet bij een oordeel over de integratietechniek echter bedenken, dat dit slechts één van de methodes is voor de fabricage van elektronische schakelingen. Zij heeft, zoals iedere methode, haar voor- en nadelen en er zal slechts dan een eindprodukt van hoge kwaliteit ontstaan, wanneer het ontwerp van de elektronicus de voordelen weet uit te buiten en de nadelen te omzeilen.

In dit artikel zullen enige voorbeelden van basisschakelingen voor analoge signalen worden behandeld waarbij de specifieke mogelijkheden van de integratietechniek worden benut. Om de bekoring van deze schakelingen te ondergaan zal men zich echter eerst enigszins in de eigenschappen van de nieuwe technologie moeten verdiepen.

Ir. Th. J. van Kessel en ir. R. J. van de Plassche, medewerkers van Philips' Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven.

Integratietechnieken

In de laatste decennia is er voortdurend naar gestreefd de fabricage van elektronische schakelingen efficiënter te laten verlopen dan mogelijk is met het leggen van draadverbindingen tussen losse onderdelen [1].

De eerste stap was de invoering van de gedrukte bedrading; hierbij wordt het bedradingspatroon via fotografische afbeelding en een etsprocédé op een isolerende drager, meestal een plaat hardpapier, aangebracht. Een tweede stap werd gezet met de zg. hybridische techniek [2]. Hierbij wordt niet alleen de bedrading verkregen door opdampen, bij voorbeeld op glas, maar ook de weerstanden (en soms de kleinere condensatoren). Naderhand worden de actieve elementen en overige onderdelen ingesoldeerd. Men spreekt van hybridische schakelingen vanwege de combinatie van losse onderdelen met opgedampte onderdelen; wij hebben hier reeds met integratie te maken omdat, ten dele, onderdelen en verbindingen als één geheel worden gefabriceerd.

Het zal duidelijk zijn dat men bij deze twee technieken nog volkomen vrij is in de keuze van de actieve elementen. Men kan zonder bezwaar *NPN*-, *PNP*-, MOS- en andere veldeffecttransistors naast elkaar in de schakeling opnemen. De invoering van deze technieken

[1] P. W. Haaijman, Integratie van elektronische schakelingen, Philips techn. T. **27**, 139-140, 1965/66.

[2] E. C. Munk en A. Rademakers, Geïntegreerde schakelingen met opgedampte dunne lagen, Philips techn. T. **27**, 141-151, 1965/66.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

bracht derhalve voor de elektronicus nauwelijks enige wijziging in het ontwerp van zijn schakeling.

Geheel anders ligt dit bij de monolithische schakelingen [3], die men meestal bedoelt als men over geïntegreerde schakelingen spreekt. Alle elementen, zowel de actieve als de passieve, worden hierbij volgens de zg. planaire techniek tegelijkertijd in een opeenvolging van oxidatie-, foto-ets- en diffusieprocessen in een dunne laag van een kristal aangebracht. Tot slot worden de elementen verbonden door opgedampte geleiders. Het feit dat alle elementen in dezelfde processtappen worden verkregen, maakt ze onderling afhankelijk. Men kan bij voorbeeld het beginmateriaal en de diverse stappen zo kiezen dat optimale *NPN*-transistors ontstaan. In het algemeen zal deze keuze dan voor de andere elementen niet de gunstigste zijn. Daarom betekent de invoering van de monolithische integratietechniek voor de elektronicus wèl een gewijzigde aanpak van het ontwerp van zijn schakelingen; de planaire techniek biedt specifieke voordelen, maar heeft ook haar beperkingen.

Mogelijkheden en beperkingen van de planaire techniek; een nieuwe elektronica

Voordelen van de planaire techniek

Bij iedere schakeling zijn de naar buiten uitgevoerde contacten mogelijke bronnen van storing en de betrouwbaarheid van een schakeling neemt doorgaans af met een toenemen van het aantal contacten. Gecompliceerde schakelingen zijn in geïntegreerde vorm veel betrouwbaarder dan wanneer ze zijn samengesteld uit losse transistors, omdat het totale aantal contacten veel kleiner is dan het aantal contacten van alle losse transistors te zamen. Juist door deze hogere betrouwbaarheid is de belangstelling toegenomen voor het samenstellen van systemen uit gestandaardiseerde geïntegreerde deelschakelingen.

Indien bij de planaire techniek de maskers voor de foto-etsbewerkingen nauwkeurig worden getekend en de diverse stappen bij de fabricage met zorg worden uitgevoerd, is het mogelijk bij integratie bijna gelijke transistors te verkrijgen. Althans het verloop van de basis-emitterspanning V_{BE} met de collectorstroom I_C kan goed gelijk gemaakt worden ($\Delta V_{BE}/V_{BE} < 1\%$). Dat gelukt met de stroomversterkingsfactor h_{FE} aanzienlijk minder goed ($\Delta h_{FE}/h_{FE} < 10\%$).

De reden hiervoor is, dat volgens de betrekking

$$I_C = I_{C0}\,(e^{eV_{BE}/kT} - 1) \qquad (1)$$

(e is de eenheidslading, k de constante van Boltzmann en T de absolute temperatuur) de collectorstroom I_C bij gegeven basis-emitterspanning V_{BE} evenredig is met de lekstroom I_{C0}, en deze laatste is evenredig met de oppervlakte van de emitter. Deze oppervlakte wordt nauwkeurig door de gebruikte maskers bepaald. De stroomversterkingsfactor h_{FE} daarentegen is onder andere afhankelijk van de dikte d van de basislaag, d.i. de diepte van de basisdiffusie minus de diepte van de emitterdiffusie (*fig. 1*); het verschil van deze twee diffusiediepten is natuurlijk veel moeilijker nauwkeurig gelijk te maken dan de oppervlakte van de emitter.

De temperatuur heeft invloed op de gelijkstroominstelling van een transistor (zie formule 1). Bij geïntegreerde schakelingen nu zijn de onderlinge afstanden zo klein dat, mede door de goede warmtegeleiding van silicium, twee dicht bijeen liggende transistors op nagenoeg dezelfde wijze in temperatuur variëren, indien althans dissiperende elementen op voldoende afstand worden gehouden.

Dit blijkt als men het kleine verschil in drift van de basis-emitterspanning V_{BE} meet tussen twee transistors in één schakeling, die gelijke stromen I_C voeren. Een waarde van 1 μV/°C is goed te realiseren; nu kan men aantonen, dat bij een V_{BE} van 0,6 V — ongeveer de waarde van V_{BE} bij 100 μA — een temperatuurverschil van 1 °C een verschil in V_{BE} van 2 mV zou veroorzaken. Blijkbaar verandert het temperatuurverschil tussen de transistors dus slechts ca. 0,0005 °C bij een gemeenschappelijke temperatuurverandering van 1 °C. Door balansschakelingen, zoals verschilversterkers, toe te passen kan men bereiken dat de temperatuureffecten der afzonderlijke transistors elkaar zo goed als geheel compenseren. Blijft er een kleine temperatuurdrift over, dan is deze niet zozeer het gevolg van temperatuurverschillen als wel van een geringe ongelijkheid van de elementen.

De prijs van monolithische schakelingen wordt bepaald door de initiële kosten, zoals ontwerp en tekenen van maskers, en door de produktiekosten; de laatste hangen af van de oppervlakte van het kristal en het aantal aan te brengen contacten per schakeling. Bij grote aantallen zijn de initiële kosten meestal te verwaarlozen; slaagt de ontwerper erin, een schakeling op een kleine kristaloppervlakte aan te brengen en haar zo in te richten dat er niet te veel contacten uitgevoerd behoeven te worden, dan biedt de planaire techniek grote mogelijkheden voor de goedkope fabricage van betrouwbare, hoogwaardige elektronische schakelingen.

Beperkingen van de planaire techniek

Het is, zoals gezegd, bij de planaire techniek niet mogelijk uitgangsmateriaal en processen zo te kiezen dat deze tegelijkertijd optimale *NPN*- en *PNP*-transistors, en eventueel MOS- of andere veldeffectransistors, opleveren. In het algemeen beschouwt men *NPN*-transistors en weerstanden als hoofdprodukt en *PNP*-transistors als bijprodukt. In overeenstemming daarmee is, dat men uitgaat van een epitactisch gegroeide laag *N*-silicium, die als collectormateriaal dient, en daarin

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

achtereenvolgens een *P*-gebied als basis en binnen dit *P*-gebied weer een *N*-gebied als emitter diffundeert (fig. 1). *PNP*-transistors maakt men door in de *N*-laag twee *P*-diffusies naast elkaar op geringe onderlinge afstand aan te brengen. De eigenschappen van deze

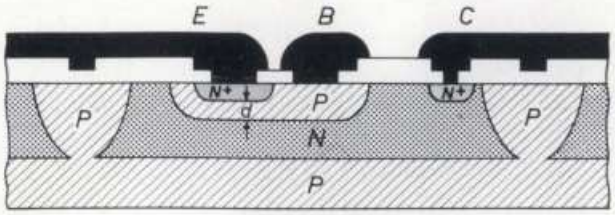


Fig. 1. Dwarsdoorsnede van een *NPN*-transistor in een geïntegreerde schakeling. De geïntegreerde schakeling is gemaakt in een laag silicium van type *N*, epitactisch aangebracht op een substraat van *P*-silicium. Een stuk van de epitactische *N*-laag, van de rest gescheiden door een *P*-diffusie, dient als collector van de transistor. Een *P*-diffusie in het collectoreiland vormt de basis van de transistor, een N^+-diffusie in de basis de emitter. Een tweede N^+-diffusie dient als contact met de *N*-collector. *E*, *B*, *C* metaalgeleiders voor de verbinding met resp. emitter, basis en collector. *d* dikte basislaag.

laterale *PNP*-transistors zijn minder goed dan die van de *NPN*-transistors. Men kan de kwaliteit van de *PNP*-transistors verhogen door een aantal extra bewerkingen uit te voeren, maar deze maken de schakeling natuurlijk duurder.

De weerstanden in een monolithische schakeling worden meestal gevormd door kanalen van *P*-materiaal die gelijktijdig met de bases van de transistors in de epitactische *N*-laag worden aangebracht. Naar men kan verwachten, is de precisie van deze weerstanden matig ($\Delta R/R \approx 10\%$), doordat de waarde niet alleen van de oppervlakte afhangt, die door de maskers wordt bepaald, maar tevens door de concentratie van de *P*-dotering. De onderlinge gelijkheid van twee weerstanden is aanzienlijk beter (ca. 3% en bij gelijke weerstanden zelfs 1%).

Hetzelfde geldt voor de temperatuurcoëfficiënt. Deze is vrij groot en varieert, afhankelijk van de vierkantsweerstand van het *P*-kanaal, tussen 0,1 en 0,3% per °C (de vierkantsweerstand wordt aan het oppervlak gemeten tussen twee tegenoverliggende zijden van een vierkant; de waarde is onafhankelijk van de grootte van het vierkant). Vanwege het geringe temperatuurverschil kan de temperatuurcoëfficiënt van de verhouding van twee weerstanden veel kleiner zijn.

De integratietechniek legt een zekere beperking op aan de grootte van de weerstanden. De oppervlakte van één weerstand van 10 kΩ is bij voorbeeld gelijk aan die van zes transistors. In de te beschrijven schakelingen is er daarom zoveel mogelijk naar gestreefd transistors te gebruiken in plaats van weerstanden.

In die gevallen waarin hoge weerstanden beslist nodig zijn, leveren de zg. begraven weerstanden soms een oplossing. Dit zijn weerstanden van *P*-materiaal, die weer bedekt zijn met een *N*-laag die tegelijk met de emitterdiffusie is aangebracht. Hierdoor is de waarde ongeveer tien maal zo groot. Zo'n weerstand heeft een veldeffecttransistorachtige configuratie, waardoor de waarde ervan van de spanning afhangt en er een zekere spreiding optreedt.

In een geïntegreerde schakeling kan een in keerrichting geschakelde *P*-*N*-overgang als condensator gebruikt worden. De capaciteit ervan is sterk afhankelijk van de keerspanning. Een tweede mogelijkheid is, een aluminiumlaag boven een N^+-laag aan te brengen met de op de geïntegreerde schakeling aanwezige beschermende siliciumdioxidelaag als diëlektricum ertussen.

De capaciteit van beide soorten condensatoren is evenredig met de kristaloppervlakte die zij innemen. Een condensator van 200 pF neemt een oppervlakte van de orde van 0,1 mm² in beslag. Integreren van capaciteiten is daarom slechts zinvol voor zeer kleine waarden.

Zelfinducties kunnen met de monolithische techniek niet gemaakt worden.

In een geïntegreerde schakeling zijn altijd parasitaire elementen aanwezig; de weerstanden en transistors hebben bij voorbeeld altijd een parasitaire capaciteit ten opzichte van het *P*-substraat (fig. 1). Zeer storend is dikwijls de parasitaire *PNP*-transistor die bij iedere *NPN*-transistor gevormd wordt door de basisdiffusie (*P*), de epitactische laag (*N*) en het substraat (*P*).

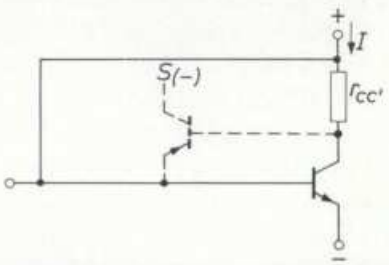


Fig. 2. Iedere geïntegreerde *NPN*-transistor gaat vergezeld van een parasitaire *PNP*-transistor, waarvoor het substraat als collector fungeert. Is de *NPN*-transistor als diode geschakeld, dan kan de spanning over de interne collectorserieweerstand $r_{cc'}$ de parasitaire *PNP*-transistor openen en vloeit een deel van de stroom *I* af naar het substraat, *S*.

Deze gaat geleiden zodra over de collector-basisdiode van de *NPN*-transistor een spanning in voorwaartse richting komt te staan. Dit gebeurt wanneer de *NPN*-transistor in verzadiging komt. Het kan evenwel ook gebeuren wanneer de *NPN*-transistor als diode is geschakeld door collector en basis te verbinden (*fig. 2*), en wel door toedoen van de parasitaire collectorserie-

[3] A. Schmitz, Kristalschakelingen, Philips techn. T. **27**, 152-159, 1965/66.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

weerstand $r_{cc'}$, die gevormd wordt door de betrekkelijk slecht geleidende epitactische N-laag; indien de stroom door de aldus als diode geschakelde transistor zo groot wordt dat de spanning over de collectorweerstand $r_{cc'}$ voldoende is om de parasitaire PNP-transistor te openen, zal de stroom I niet geheel door de diode lopen, maar gedeeltelijk via de PNP-transistor naar het substraat afvloeien. Het substraat heeft immers een negatieve potentiaal om de keerlaag tussen substraat en epitactische N-laag in stand te houden. Men kan de collectorserieweerstand verkleinen door onder de N-laag een extra N^+-laag aan te brengen [3]. Soms wordt daarbij de collectorcontactdiffusie zo diep gemaakt dat deze de extra N^+-laag raakt („collector wall").

Een nieuwe elektronica

Met de mogelijkheden en de beperkingen van de integratietechniek voor ogen zal men er toe komen, een aantal hoofdstukken uit de elektronica opnieuw te schrijven of althans aan te vullen.

De in het hoofdstuk *Basisschakelingen* voorkomende algemene versterkertrap bij voorbeeld (*fig. 3a*) is vanwege de vele weerstanden en de grote ontkoppelcondensator over de emitterweerstand ongeschikt voor integratie. De verschilversterker (fig. 3*b*) kan dezelfde functie vervullen [4][5] en leent zich wèl voor integratie, vooral doordat de belastingsweerstanden eventueel kunnen worden vervangen door een gestuurde stroombron — een nieuwe basisschakeling die geheel uit transistors bestaat. De in fig. 3*a* voor het beperken van de thermische drift noodzakelijke weerstanden zijn hier overbodig, omdat de drift in de twee onderling gelijke en op dezelfde temperatuur verkerende transistors precies gelijk is en niet leidt tot een spanning tussen de uitgangsklemmen, dus tot een uitgangssignaal. Ook voor de stroominstelling zijn deze weerstanden niet nodig, omdat die eveneens geschiedt door een stroombron. Voor de stroombronschakelingen zal in het hoofdstuk *Basisschakelingen* een belangrijke plaats moeten worden ingeruimd.

Voorts biedt het gebruik van verschilversterkers en stroombronnen allerlei mogelijkheden voor het koppelen van versterkertrappen; deze zouden aan het hoofdstuk *Versterkerschakelingen* moeten worden toegevoegd.

Wij zullen achtereenvolgens een aantal deelschakelingen (stroombronnen, ingangsversterkers, uitgangsschakelingen) bespreken die zijn ontworpen volgens de principes van deze nieuwe, integreerbare elektronica. Door combinatie van deze deelschakelingen op één plak silicium ontstaan volledige geïntegreerde schakelingen, bij voorbeeld de zg. operationele versterkers, die o.a. toepassing vinden in de meetelektronica.

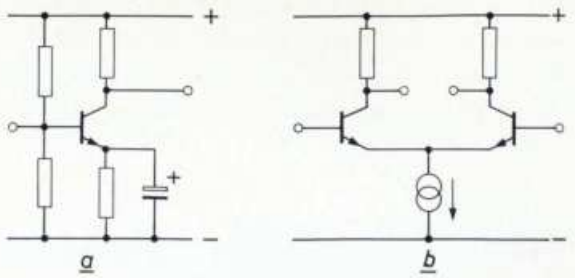


Fig. 3. *a*) Conventionele transistorversterkertrap; deze is niet geschikt voor integratie. *b*) Verschilversterkertrap; deze is zeer geschikt voor integratie, vooral wanneer de belastingsweerstanden door transistorschakelingen worden vervangen.

Stroombronschakelingen

Een stroombron moet een stroom afgeven die zo weinig mogelijk varieert met de spanning over de stroombron; de ideale stroombron heeft dus een oneindig hoge inwendige impedantie. In vele gevallen is het gewenst de grootte van de afgegeven stroom te kunnen sturen; in de hier te behandelen stroombronschakelingen gebeurt dit door het toevoeren van een referentiestroom.

Stroombron met stroomsturing, twee transistors

De eenvoudigste stroombron met stroomsturing bestaat uit twee gelijke transistors waarvan er één als diode geschakeld is (*fig. 4*). De beide transistors hebben een gelijke emitteroppervlakte en dus gelijke lekstromen I_{C0}. Daar zij dezelfde basis-emitterspanning V_{BE} hebben, zijn ook de collectorstromen I_{C1} en I_o gelijk:

$$I_{C1} = I_o = I_{C0}\,(e^{eV_{BE}/kT} - 1).$$

De basisstromen zijn dus $I_{C1}/h_{FE} = I_o/h_{FE}$ en worden door de referentiestroombron I_{ref} aangevoerd, zodat

$$I_o = I_{ref} - 2\,I_o/h_{FE},$$

of

$$I_o = I_{ref}\left(1 - \frac{2}{h_{FE} + 2}\right), \qquad (2)$$

waarin de verschilterm de twee basisstromen tot uit-

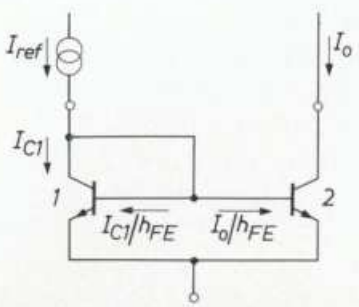


Fig. 4. Gestuurde stroombron met twee transistors. Transistor *1* is als diode geschakeld. De uitgangsstroom I_o is onafhankelijk van de over de uitgang staande spanning en ten naaste bij gelijk aan de referentiestroom I_{ref}.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

drukking rengt. Omdat h_{FE} van de grootte-orde van 100 is, is I_o dus ten naaste bij gelijk aan I_{ref}. De winst van de schakeling is hierin gelegen, dat I_o afgegeven wordt over een hoge uitgangsimpedantie, namelijk de collectorimpedantie van transistor *2*, terwijl de referentiestroombron, die wij nog apart zullen bespreken, belast wordt met een geleidende diode en daarom geen hoge uitgangsimpedantie behoeft te hebben. Dank zij de symmetrische opbouw van de schakeling is zij weinig gevoelig voor variaties in de temperatuur (voor beide transistors heeft eV_{BE}/kT dezelfde waarde) of de voedingsspanning.

Wanneer men uitgaat van transistors met ongelijke emitteroppervlakten, zullen de referentie- en de uitgangsstroom zich als deze oppervlakten verhouden. Daar de oppervlakten vastgelegd worden bij het tekenen van de emitteropeningen in de maskers, heeft men de waarde van hun verhouding vrij goed in de hand. Om een nauwkeurige oppervlakteverhouding te verkrijgen stelt men elk van beide emitters wel samen uit een aantal even grote deeldiffusies.

Zoals uit formule (2) blijkt, bepalen de emitteroppervlakten alleen de stromen indien de stroomversterking h_{FE} van de transistors voldoende groot is.

Wanneer wij het gedrag van de schakeling als functie van de frequentie onderzoeken, hebben we te maken met de grootheid h_{fe}, de stroomversterkingsfactor voor de wisselstroomcomponent in de basisstroom van een transistor. Bij relatief lage frequenties is h_{fe} onafhankelijk van de frequentie maar bij hoge frequenties neemt h_{fe} met toenemende frequentie af. Het gedrag van h_{fe} als functie van de frequentie f wordt benaderd door de uitdrukking

$$h_{fe} = \frac{h_{fe0}}{1 + \mathrm{j}h_{fe0}f/f_T}, \qquad (3)$$

waarin h_{fe0} de waarde van $|h_{fe}|$ bij lage frequenties is en f_T de frequentie waarbij $|h_{fe}|$ tot 1 is afgenomen. Substitutie van deze uitdrukking in (2) geeft voor de wisselstroomcomponenten in uitgangs- en referentiestroom:

$$I_o = \frac{I_{ref}}{1 + 2/h_{fe0} + 2\mathrm{j}f/f_T} \approx \frac{I_{ref}}{1 + 2\mathrm{j}f/f_T}. \qquad (4)$$

We zien hieruit dat de gelijkheid van I_o en I_{ref} verloren gaat als $f > \frac{1}{2} f_T$ wordt; de frequentiekarakteristiek van deze stroombron wordt weergegeven door curve *a* in *fig. 5*.

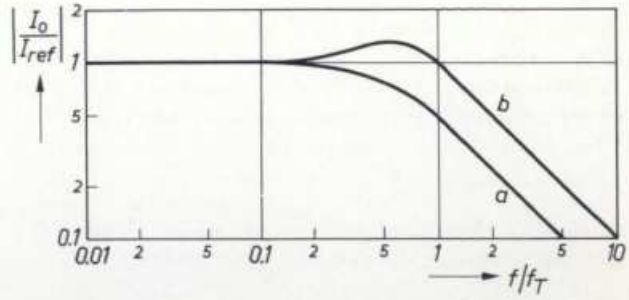


Fig. 5. Frequentiekarakteristiek van de gestuurde stroombron met twee transistors (curve *a*) en van de gestuurde stroombron met drie transistors (curve *b*).

De collector-emitterdoorslagspanning $V_{(BR)CE0}$ van transistor *2* in fig. 4 is in deze schakeling twee à drie maal zo groot als die van de transistor zelf.

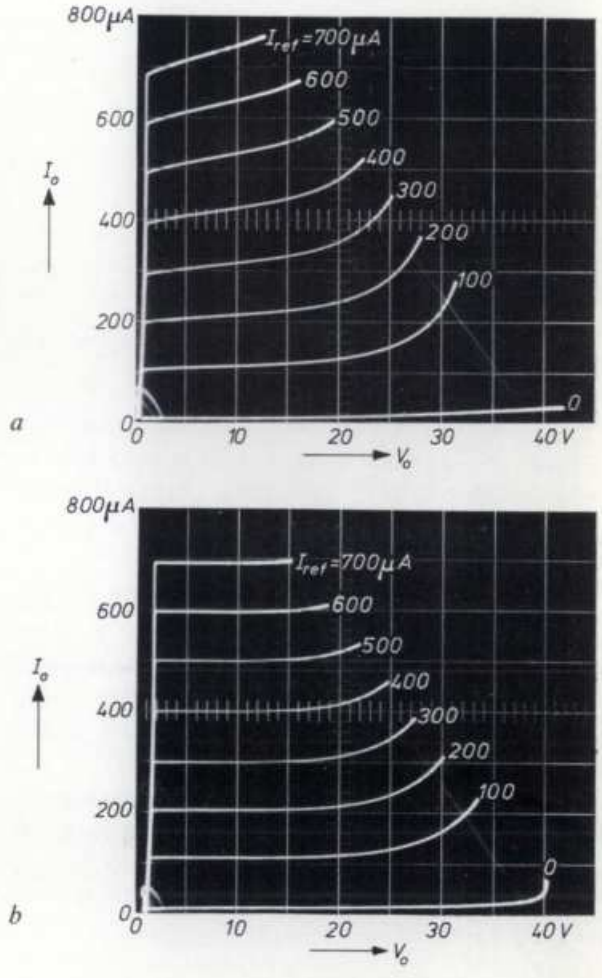


Fig. 6. Stroom-spanningskarakteristieken van de gestuurde stroombron met twee transistors (*a*) en van de gestuurde stroombron met drie transistors (*b*). I_o uitgangsstroom. V_o spanning over de uitgang. De doorslagspanning is in beide gevallen ongeveer 0,8 maal de collector-basisdoorslagspanning $V_{(BR)CB0}$ van de uitgangstransistor. Het vlakkere verloop van de curven in (*b*) wijst op de hogere uitgangsimpedantie van de schakeling met drie transistors.

[4] G. Klein en J. J. Zaalberg van Zelst, Algemene beschouwingen over verschilversterkers, Philips techn. T. **22**, 366-373, 1960.

[5] G. Klein en J. J. Zaalberg van Zelst, Instrumentele elektronica, Centrex, Eindhoven 1966.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Dit kan men inzien als men de gehele schakeling van fig. 4 als één transistor beschouwt met stroomversterking $h_{FE} = 1$ en als men bedenkt dat in het algemeen $V_{(BR)CE0}$ gelijk is aan $V_{(BR)CB0}\ (1 + h_{FE})^{-1/N}$; in deze uitdrukking is $V_{(BR)CB0}$ de collector-basisdoorslagspanning en N een getal tussen 2 en 4. Voor de individuele transistor is h_{FE} ca. 100 en daarom is $V_{(BR)CE0}$ twee à driemaal zo laag als voor de hier behandelde schakeling in zijn geheel, die een doorslagspanning $V_{(BR)CE0}$ bezit die 0,7 à 0,8 $V_{(BR)CB0}$ bedraagt. Het doorslagverschijnsel is zichtbaar in de in *fig. 6a* afgebeelde karakteristieken.

Stroombron met stroomsturing, drie transistors

Het is mogelijk door het aanbrengen van een derde transistor de uitgangsstroom I_o van de stroombron nog nauwkeuriger gelijk te maken aan de referentiestroom I_{ref} (*fig. 7*). De werking van de schakeling van fig. 7 berust hierop dat variaties van de door transistor *3* gaande stroom in tegenfase naar de basis van transistor *3* worden teruggevoerd met behulp van een stroombron volgens fig. 4. Voor deze laatste geldt volgens (2):

$$I_2 = I_1\left(1 - \frac{2}{h_{FE} + 2}\right).$$

Uit de schakeling volgt verder, dat

$$I_1 = I_o + I_o/h_{FE},$$

$$I_2 = I_{ref} - I_o/h_{FE}.$$

Uit deze drie vergelijkingen volgt de uitgangsstroom:

$$I_o = I_{ref}\left(1 - \frac{2}{h^2_{FE} + 2h_{FE} + 2}\right). \qquad (5)$$

Het blijkt bij vergelijking met (2), dat de verschilterm hier ongeveer h_{FE} maal zo klein is als in het geval van de schakeling met twee transistors. Een verschilterm van de orde $1/h_{FE}$ ontbreekt, omdat hier I_{ref} en I_o ieder één basisstroom leveren.

De uitgangsimpedantie van de stroombron is gelijk aan $\frac{1}{2}\,h_{FE}$ maal de collectoruitgangsimpedantie van een enkele transistor en is dus ook $\frac{1}{2}\,h_{FE}$ maal zo groot als die van de schakeling van fig. 4. De referentiestroombron wordt belast met de impedantie van twee in serie geschakelde diodes.

In het gedrag van deze stroombron bij hoge frequenties verkrijgt men een inzicht door de uitdrukking (3) in (5) te substitueren. Dit levert na enige, door de grote waarde van h_{fe0} toelaatbare, verwaarlozingen voor de wisselstroomcomponenten der stromen:

$$I_o \approx I_{ref}\left(1 - \frac{2}{h^2_{fe0} + 2\,h_{fe0} + 2}\right) \times$$

$$\times \frac{1 + 2\mathrm{j}f/f_T}{1 + 2\mathrm{j}f/f_T + 2(\mathrm{j}f/f_T)^2}. \qquad (6)$$

De grafische voorstelling van $|I_o/I_{ref}|$ als functie van de frequentie is curve *b* in fig. 5. Daaruit blijkt, dat de stroombron met drie transistors tot hogere frequenties bruikbaar is dan die met twee transistors.

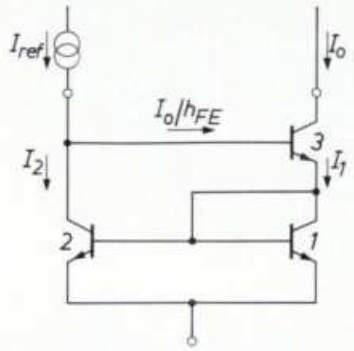


Fig. 7. Gestuurde stroombron met drie transistors. I_{ref} referentiestroom. I_o uitgangsstroom.

De in- en uitgangsimpedantie van de schakeling zijn te berekenen door de spanningsvariaties te bepalen aan respectievelijk de basis en de collector van transistor *3*, wanneer I_{ref} en I_o variëren. Als I_{ref} met een bedrag ΔI_{ref} verandert, veranderen I_o en I_1 met hetzelfde bedrag en de stroomverandering ΔI_1 geeft over de basis-emitterdiode van transistor *3* en over diode *1* een spanningsverandering $2\Delta I_1/S$, waarin S de steilheid is. De ingangsimpedantie is dus $2/S$, ofwel de impedantie van twee diodes in serie.

Bij een variatie van I_o blijft I_{ref} constant, en omdat I_2 de variaties van I_1 volgt, treedt er zowel in de emitter- als in de basisstroom van transistor *3* een variatie $\frac{1}{2}\Delta I_o$ op. De basisstroomvariatie $\frac{1}{2}\Delta I_o$ leidt tot een variatie in de basis-emitterspanning ter grootte $\frac{1}{2}\Delta I_o h_{FE}/S$. Transistor *3* versterkt deze spanning μ maal (μ is de versterkingsfactor en gelijk aan uitgangsweerstand R_o van de transistor maal steilheid S), zodat aan de collector een spanningsvariatie $\frac{1}{2}\Delta I_o h_{FE}\mu/S = \frac{1}{2}\Delta I_o h_{FE} R_o$ optreedt. De uitgangsimpedantie van de stroombron is dus blijkbaar $\frac{1}{2}\,h_{FE}R_o$, d.i. $\frac{1}{2}\,h_{FE}$ maal de uitgangsimpedantie van een enkele transistor.

Dat de frequentiekarakteristiek de vorm van curve *b* in fig. 5 moet hebben kan men aantonen metb ehulp van Bode-diagrammen [6]. Wanneer wij in het nu volgende met de symbolen voor de stromen weer de wisselstroomcomponenten aanduiden, kunnen we voor de stromen door transistor *3* schrijven:

$$I_1 = (h_{fe} + 1)\, I_o/h_{fe};$$

verder is, met gebruikmaking van formule (4),

$$I_o/h_{fe} = I_{ref} - I_2 = I_{ref} - \frac{I_1}{1 + 2\mathrm{j}f/f_T};$$

hieruit volgt dat

$$I_1 = \frac{I_{ref}}{\dfrac{1}{h_{fe} + 1} + \dfrac{1}{1 + 2\mathrm{j}f/f_T}}. \qquad (7)$$

De Bode-diagrammen van $h_{fe} + 1$ en van $1 + 2\mathrm{j}f/f_T$ worden weergegeven door respectievelijk *fig. 8a* en *8b*. Beneden $\frac{1}{2}\,f_T$ beheerst de tweede term de noemer van (7), omdat $h_{fe} + 1$ daar nog $\gg 1$ is. Tussen $\frac{1}{2}\,f_T$ en f_T worden beide termen aan elkaar gelijk en daarboven domineert de eerste term. Het Bode-diagram van I_1/I_{ref} ziet er daarom uit als in fig. 8*c*. Ons interesseert echter ten slotte niet I_1/I_{ref}, maar I_o/I_{ref}, waarvoor geldt:

$$I_o/I_{ref} = \frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1}\, I_1/I_{ref}.$$

Het Bode-diagram van $h_{fe}/(h_{fe} + 1)$ is weergegeven in fig. 8*d*;

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

door optelling van fig. 8*c* en fig. 8*d* ontstaat fig. 8*e*, die inderdaad met curve *b* uit fig. 5 overeenkomt.

Over de doorslagspanning van de stroombron met drie transistors kan worden opgemerkt, dat deze evenals bij de stroombron met twee transistors ca. 0,8 $V_{(BR)CB0}$ bedraagt. Dit is duidelijk zichtbaar aan de karakteristieken van fig. 6*b*, waaruit tevens, bij vergelijking met fig. 6*a*, de hogere uitgangsimpedantie van de schakeling met drie transistors blijkt.

Uitgangsstroom ongelijk aan referentiestroom

In het voorgaande is reeds vermeld, dat men, door referentiediode *1* en transistor *2* van de in fig. 4 afgebeelde stroombron emitters van ongelijke oppervlakte te geven, de verhouding tussen referentie- en uitgangsstroom vrij kan kiezen. Dit geldt slechts binnen bepaalde grenzen; te grote verhoudingen leiden tot grote emitteroppervlakten en lage afsnijfrequenties.

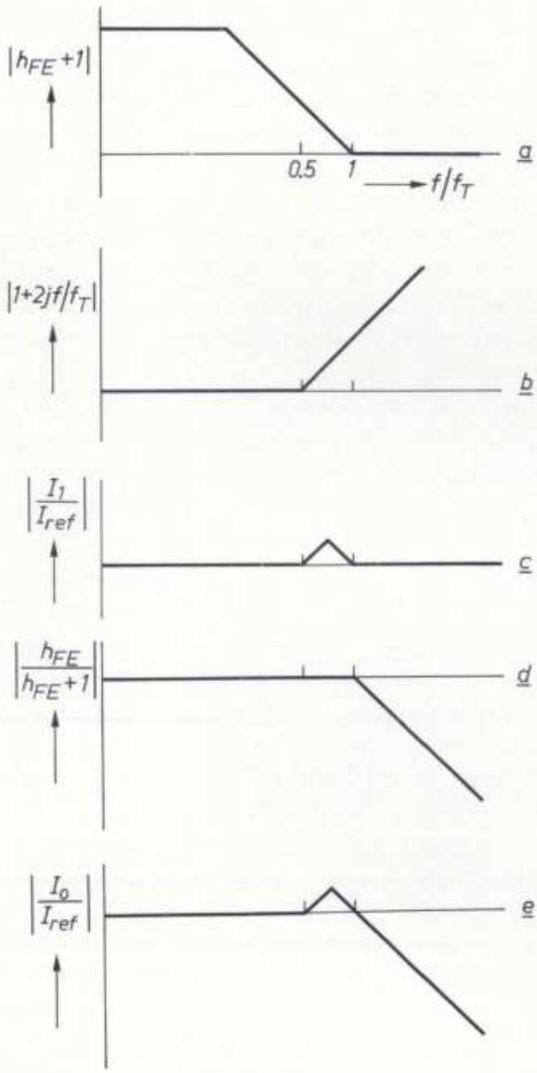


Fig. 8. Afleiding van de in fig. 5 door curve *b* weergegeven frequentiekarakteristiek van de stroombron met drie transistors met behulp van Bode-diagrammen. Uit een combinatie van diagrammen (*a*) t/m (*d*) ontstaat diagram (*e*), dat met de frequentiekarakteristiek overeenkomt.

Men kan ook een vaste verhouding tussen uitgangs- en referentiestroom aanbrengen door een weerstand in de emitterleiding van diode of transistor op te nemen.

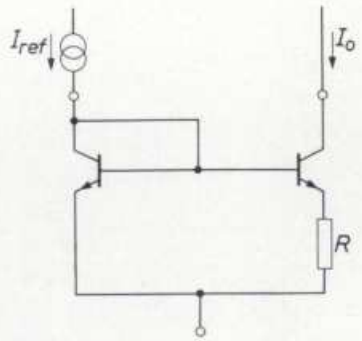


Fig. 9. Gestuurde stroombron waarbij referentiestroom en uitgangsstroom ongelijk zijn.

Voor de in *fig. 9* getoonde schakeling valt af te leiden dat hier voor I_o geldt:

$$I_o R = (kT/e)\ln(I_{ref}/I_o). \qquad (8)$$

Reeds met betrekkelijk kleine weerstanden kan men op deze wijze bronnen verkrijgen die een zeer kleine stroom leveren. Indien men bij voorbeeld uitgaat van $I_{ref} = 100$ μA en een uitgangsstroom $I_o = 10$ μA wenst, wordt de weerstand R volgens (8) gelijk aan 6 kΩ.

De toepassing van emitters van ongelijke grootte verstoort de symmetrie van de schakeling niet, want de grootheid eV_{BE}/kT is niet afhankelijk van de emitteroppervlakte. De invoering van een emitterweerstand doet dat wel en ontneemt de schakeling de ongevoeligheid voor temperatuurfluctuaties die zij in principe bezat. Het door de weerstand veroorzaakte temperatuureffect wordt soms aangewend om andere temperatuureffecten te compenseren.

Het zal duidelijk zijn, dat ook de teruggekoppelde stroombronschakeling van fig. 7 met emitters van ongelijke oppervlakte of met een emitterweerstand kan worden uitgevoerd. Dan treedt in de uitdrukking voor de uitgangsstroom echter weer de verschilterm van de orde $1/h_{FE}$ op die in (5) ontbrak, omdat nu niet meer alle basisstromen even groot zijn.

Referentiestroombron

In de behandelde schakelingen blijkt een referentiestroombron een belangrijk element te zijn. Een dergelijke bron wordt vaak verkregen door de stroom via een grote weerstand van de voedingsspanning af te leiden.

Een voor integratie veel aantrekkelijker stroombron, die slechts een kleine weerstand bevat en die

[6] H. W. Bode, Network analysis and feedback amplifier design, Van Nostrand, Princeton, N. J., 1959.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

bovendien onafhankelijk van de voedingsspanning is, kan worden verkregen door twee van de boven behandelde stroombronnen te combineren (*fig. 10*). De weerstand R dient om de uitgangsstroom in te stellen.

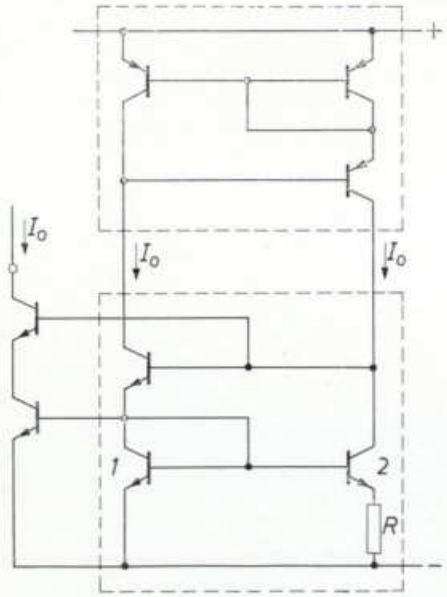


Fig. 10. Referentiestroombron die onafhankelijk van de voedingsspanning is. Een stroombron met drie *PNP*-transistors (*bovenste kader*) is verbonden met een stroombron met drie *NPN*-transistors (*onderste kader*); de uitgangsstroom van de ene stroombron is de referentiestroom voor de andere. Via een extra transistorpaar staat een constante stroom I_o ter beschikking van de gebruiker.

De bovenste, uit *PNP*-transistors samengestelde stroombron doet in beide takken gelijke stromen I_o vloeien. Om in de onderste stroombron bij aanwezigheid van de weerstand R gelijke stromen mogelijk te maken is aan transistor *2* een grotere emitteroppervlakte gegeven dan aan transistor *1*. Volgens (8) moeten R en de verhouding p der oppervlakten daartoe voldoen aan de betrekking:

$$I_o R = (kT/e)\ln p. \qquad (9)$$

Bij gegeven R en p ligt I_o dan vast.

Indien men bij voorbeeld een stroom van 100 μA wenst in te stellen, moet volgens (9) bij een keuze van $p = 2$ de weerstand $R = 180\ \Omega$ bedragen.

Het is niet noodzakelijk dat de weerstand en de ongelijke emitteroppervlakten in dezelfde stroombron aanwezig zijn. Indien men wil afzien van gelijke stromen in beide takken, kan men bij voorbeeld de weerstand ook in de *PNP*-stroombron aanbrengen.

Twee extra transistors, gekoppeld aan de schakeling, vormen een hoogwaardige stroombron, die bij voorbeeld in een verschilversterker dienst kan doen. Er kunnen meer van zulke paren aan de schakeling worden gekoppeld, waardoor deze als gemeenschappelijke referentie kan fungeren voor een aantal stroombronnen zoals men b.v. nodig heeft in een grote versterkerschakeling.

Uit (9) blijkt, dat I_o onafhankelijk van de voedingsspanning is, maar evenredig met de absolute temperatuur, zodat een toepassing als thermometer zelfs tot de mogelijkheden behoort. Deze eigenschap kan worden benut om de versterking van een verschilversterker temperatuuronafhankelijk te maken. Deze versterking wordt bepaald door de steilheid S van de transistors, die gegeven wordt door $S = eI/kT$, waarin I de instelstroom is. Indien I wordt verkregen met de beschreven stroombron, blijkt uit (9) dat de steilheid en dus de versterking onafhankelijk van de temperatuur is [7].

Versterkschakelingen

De versterkschakelingen die wij zullen behandelen zijn alle gebaseerd op het principe van de verschilversterker met een stroombron in de gemeenschappelijke emitterleiding (fig. 3*b*). Bij de verschilversterker fungeert als ingangssignaal het verschil van de basisspanningen of -stromen van beide transistors. Het verschil van de collectorstromen is het uitgangssignaal. Temperatuur- en voedingsspanningsfluctuaties die in beide collectorstromen dezelfde variatie teweegbrengen, komen daardoor in principe in het uitgangssignaal niet tot uiting, evenmin als signalen die in fase op beide bases aanwezig zijn [4][5].

Wordt een verschilversterker gevolgd door een uitgangstrap, dan wordt hij daar meestal via een enkelzijdige uitgang mee verbonden, wordt hij gevolgd door een tweede verschilversterkertrap, dan gebeurt de koppeling dubbelzijdig.

Verschilversterkers

Door een stroombron met stroomsturing te gebruiken als collectorbelasting van een verschilversterker, ontstaat de in *fig. 11* weergegeven schakeling. Ten gevolge van een spanning V_1 tussen de ingangsklemmen ontstaan er verschilstromen $\Delta I = \frac{1}{2}SV_1$. De gestuurde stroombron bewerkt, dat de verschilstromen aan de uitgang worden opgeteld, zodat daar een stroom SV_1 ter beschikking komt over een impedantie die gelijk is aan de parallelschakeling van de uitgangsimpedanties van de verschilversterker en de stroombron.

Door het ontbreken van collectorweerstanden daalt bij een grote stroomtoename ΔI de collectorspanning slechts weinig; daardoor kunnen signalen die in fase aan de beide ingangen optreden, verwerkt worden, zelfs wanneer ze bijna aan de voedingsspanning gelijk zijn. Hierbij dient de verschilstroom $2\Delta I$ te worden afgenomen via een lage impedantie, bij voorbeeld een transistor.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Wenst men een schakeling met een hogere uitgangsimpedantie dan de schakeling van fig. 11 bezit, dan kunnen de transistors in de verschilversterker elk door een cascodeschakeling worden vervangen, waardoor de uitgangsimpedantie van de verschilversterker h_{FE} maal zo groot wordt. Daarbij moet dan een stroombron met drie transistors worden gebruikt, die, zoals we boven gezien hebben, een $\frac{1}{2} h_{FE}$ maal zo hoge uitgangsimpedantie heeft als een enkele transistor. Hebben alle transistors dezelfde parameters, dan resulteert een uitgangsimpedantie die $\frac{1}{3} h_{FE}$ maal die van een enkele transistor is. De versterkingsfactor van de aldus verkregen schakeling, die het produkt van deze uitgangsimpedantie en de steilheid S is, kan in de praktijk zelfs 10^5 bedragen. Dezelfde hoge versterkingsfactor kan ook met twee achter elkaar geschakelde versterkertrappen bereikt worden, maar de hier aangeduide schakeling heeft het voordeel, dat bij hoge frequenties slechts één tijdconstante een rol gaat spelen, waardoor bij eventuele tegenkoppeling geen stabiliteitsmoeilijkheden ontstaan.

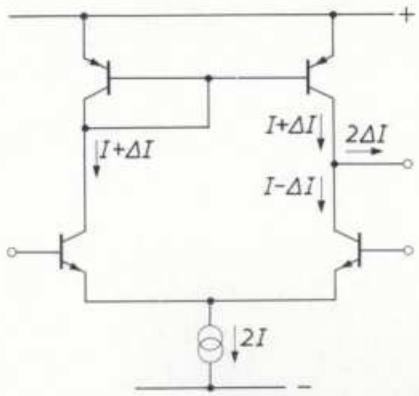


Fig. 11. Verschilversterker met enkelzijdige uitgang.

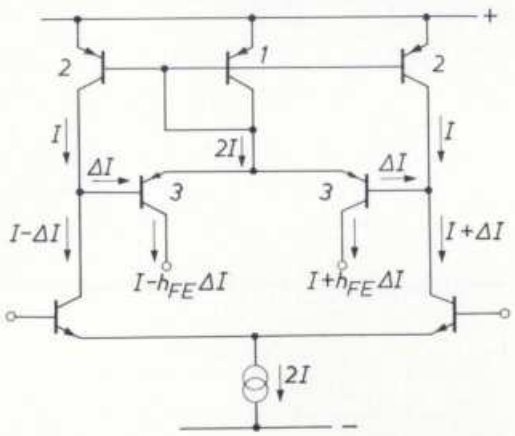


Fig. 12. Dubbelzijdig gekoppelde verschilversterkers.

Een voorbeeld, hoe twee verschilversterkers dubbelzijdig gekoppeld kunnen worden, geeft *fig. 12*. De collectors van de ingangstrap zijn belast met een dubbele gestuurde stroombron die twee uitgangstransistors *2* heeft en één gecombineerde referentiediode *1* met een dubbel zo grote emitteroppervlakte. Door diode *1* loopt, onafhankelijk van de sturing, de constante somstroom $2I$, en omdat diode *1* de basis-emitterspanningen van transistors *2* constant houdt, loopt door elke transistor *2* eveneens een constante stroom I. De verschilstromen $\pm \Delta I$ moeten dus door de transistors *3* vloeien en worden hierbij met de stroomversterkingsfactor h_{FE} vermenigvuldigd.

Op een zelfde wijze kan men de schakeling met een derde versterkertrap uitbreiden door in de collectorleidingen van de transistors *3* opnieuw een dergelijke balansschakeling op te nemen, nu met *NPN*-transistors.

De collectorspanning van de ingangstransistors is gelijk aan de voedingsspanning, verminderd met twee diodespanningen. Een positief in-fase-signaal op beide ingangen mag ongeveer gelijk aan deze spanning zijn. Hetzelfde geldt voor negatieve in-fase-signalen, indien in de gemeenschappelijke emitterleiding der ingangstransistors de stroombron van fig. 7 wordt aangebracht. Dit betekent, dat ook de dubbelzijdig gekoppelde verschilversterker, zoals hier beschreven, bijzonder grote in-fase-signalen verdraagt.

Ingangsschakelingen

Na deze algemene voorbeelden van verschilversterkertrappen zullen wij nu bezien, welke bijzondere eisen aan een verschilversterker gesteld kunnen worden wanneer hij de ingangstrap van een geïntegreerde schakeling vormt.

Bij een gelijkstroomkoppeling met de buitenwereld moeten, behalve het ingangssignaal, ook de instelstromen voor de bases van beide transistors van buiten worden aangevoerd. Het is in vele toepassingen wenselijk dat deze basisstromen klein zijn. Dit heeft geleid tot de ontwikkeling van verschilversterkers met een lage ingangsstroom. Een bekend voorbeeld daarvan is de verschilversterker met voorgeschakelde emittervolgers (Darlington-schakeling, *fig. 13*).

Deze configuratie heeft een aantal grote bezwaren. Een daarvan is de grote spanningsdrift, die zeker in een ingangsschakeling ongewenst is. De beide binnenste transistors kunnen namelijk nogal wat verschillen in stroomversterkingsfactor; dit heeft ongelijke stromen door de buitenste transistors tot gevolg en daarmee een onbalans die tot een grote spanningsdrift leidt. Een ander bezwaar is, dat de uitgangsimpedantie van de buitenste transistors samen met de ingangscapaciteit van de binnenste een *RC*-tijdconstante introduceert die vrij groot kan zijn, omdat bij de kleine emitterstromen die er vloeien de uitgangsimpedantie van de buitenste transistors hoog is.

De onbalans en de extra *RC*-tijd kunnen kleiner gemaakt worden door aan het buitenpaar een extra

[7] A. J. W. M. van Overbeek en W. A. J. M. Zwijsen, Afstembare geïntegreerde schakelingen, Philips techn. T. **27**, 283, 1965/66.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

stroom te onttrekken (*fig. 14*). Hierdoor wordt de invloed van de ongelijke basisstromen van het binnenpaar verminderd. De *RC*-tijd wordt kleiner doordat de emitter-uitgangsimpedantie verlaagd wordt. De extra stromen behoeven niet groot te zijn (b.v. 10 μA), maar ze doen het voordeel van de Darlington-schakeling natuurlijk wel gedeeltelijk teniet.

De schakeling van fig. 14 is voor integratie minder aantrekkelijk door de aanwezigheid van vrij grote weerstanden. Bij de variant ervan volgens *fig. 15* kan men volstaan met weerstanden die ongeveer tien maal zo klein zijn. Deze schakeling is zeer geschikt voor uitvoering in geïntegreerde vorm.

Een kleine basisinstelstroom is niet het enige dat men van ingangsverschilversterkers verlangt. Soms moet de instelling van de collectorstromen gestabiliseerd worden om de steilheid van de ingangstransistors en de dissipatie constant te houden.

In *fig. 16* is een schakeling weergegeven die aan deze eis voldoet. In deze schakeling zijn in de emitterleidingen van de verschilversterker twee *PNP*-transistors *3* opgenomen die drie functies tegelijk vervullen. In de eerste plaats verhogen zij de doorslagspanning tussen de beide ingangsklemmen tot ongeveer 30 V; deze zou bij doorverbonden emitters gelijk zijn aan de zenerspanning van een der basis-emitterdiodes, d.i. ongeveer 6 V. In de tweede plaats creëren zij aan de emitterzijde van de verschilversterker, en dus op een gelijkspanningsniveau dicht bij de negatieve voedingsspanning, een uitgang met een hoge inwendige impedantie. Het voordeel hiervan is, dat met een extra *NPN*-transistor (in fig. 16 in onderbroken lijnen) een uitgang verkregen wordt op een gelijkspanningsniveau midden tussen de voedingsspanningen, d.w.z. op aardpotentiaal, iets wat de erna komende schakelingen dikwijls nodig hebben. Bij een uitgang aan de collectorzijde, zoals in fig. 11, kan ook met een extra transistor een uitgang op aardpotentiaal tot stand gebracht worden, maar de extra transistor moet in dit geval van het type *PNP* zijn, welk type een lagere afsnijfrequentie heeft. De lagere afsnijfrequentie van de in fig. 16 ingevoegde *PNP*-transistors *3* richt daar minder schade aan, omdat zij in een schakeling met gemeenschappelijke basis staan.

In de derde plaats spelen deze zelfde transistors een rol bij het stabiliseren van de collectorstromen van de verschilversterker. Zij maken namelijk deel uit van een gestuurde stroombron volgens fig. 7, waartoe verder de transistors *1* en *2* behoren. In tegenstelling met fig. 7 is transistor *3* hier dus dubbel uitgevoerd. De nogal wisselende grootte van de stroomversterkingsfactor h_{FE} van de *PNP*-transistors is in deze toepassing, zoals uit (5) blijkt, geen bezwaar, zolang h_{FE} maar groter dan ca. 5 is.

Evenals in fig. 11 wordt hier het verschilsignaal uitgekoppeld met behulp van een stroombron bestaande uit twee transistors. Ook hier zijn weer zeer grote infase-signalen op de beide ingangen toelaatbaar.

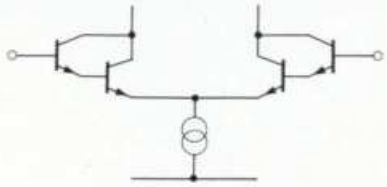


Fig. 13. Verschilversterker met voorgeschakelde emittervolger om de ingangsstromen te verkleinen (Darlington-schakeling).

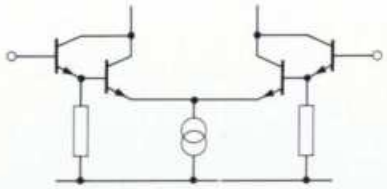


Fig. 14. Schakeling volgens fig. 13 waarbij door het onttrekken van extra stromen aan de emittervolgers de invloed van ongelijke stroomversterkingsfactoren der binnenste transistors verkleind wordt.

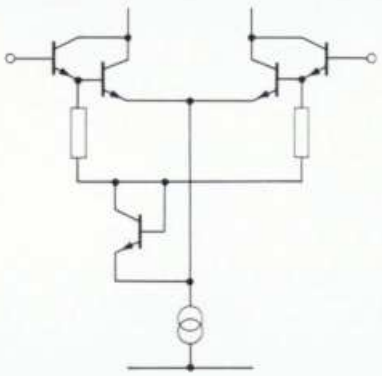


Fig. 15. Uitvoering van de schakeling van fig. 14 met kleinere weerstanden.

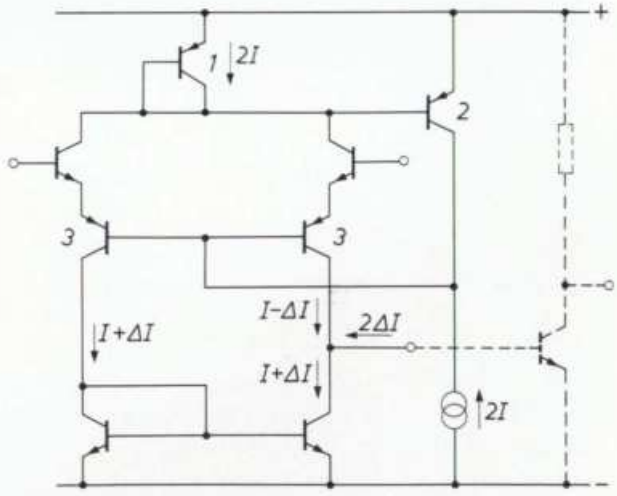


Fig. 16. Ingangsverschilversterker waarin de door de transistors *1*, *2* en *3* gevormde stroombronschakeling de collectorstromen constant houdt. Via een *NPN*-uitgangstransistor (*onderbroken lijnen*) wordt het uitgangssignaal op aardpotentiaal (midden tussen de positieve en negatieve voedingsspanningen) afgegeven.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Niveauverschuiver

In het voorgaande is behandeld hoe de enkelzijdige uitgang van een verschilversterker via een extra transistor op een gelijkspanningsniveau tussen de positieve en negatieve voedingsspanning, d.w.z. op aardpotentiaal gebracht wordt. Dat is wenselijk wanneer deze uitgang, al of niet via een uitgangstrap, naar buiten uitgevoerd moet worden. In de schakeling van fig. 12 kwamen wij een dubbelzijdige uitgang tegen, waarbij het verschilsignaal door de getekende en eventuele nog volgende versterkertrappen op een niveau werd gebracht dat afwisselend enige diodespanningen boven de negatieve of onder de positieve voedingsspanning lag. In dit geval is een niveauverschuiving nodig voordat het signaal aan een uitgang of aan een uitgangsschakeling kan worden toegevoerd. Een schakeling waarmee deze niveauverschuiving wordt bewerkstelligd toont *fig. 17*. Daarin wordt het signaal uitgekoppeld met behulp van transistors in gemeenschappelijke-basis-schakeling. Er treedt hierbij geen spanningsversterking op zoals in fig. 16, maar daar staat tegenover dat de bandbreedte groter is.

De schakeling is samengesteld uit de twee stroombronnen *1*, *2*, *3* en *1'*, *2'*. De voorafgaande verschilversterker is links vereenvoudigd weergegeven. De stroom door de stroombron *1'*, *2'* met verdubbelde uitgangstransistor *2'* wordt bepaald door de referentiestroombron *I'*; de referentiestroom voor transistor *2* van de bovenste stroombron is gelijk aan de som van *I'* en de door de verschilversterker vloeiende stroom $I+\Delta I$. De stroom door diode *1* is dezelfde; de verschilversterker neemt hiervan een deel $I-\Delta I$ af en het restant $I'+2\Delta I$ vloeit door transistor *3*, waarna het zich verdeelt over transistor *2'*, die een stroom *I'* voert, en de uitgang.

De uitgangsimpedantie is gelijk aan de parallelschakeling van de collectorimpedanties van transistors *3* en *2'*. De schakeling kan op enige diodespanningen na tot aan de voedingsspanningen uitgestuurd worden.

Uitgangstrap in klasse B

Daar een geringe belasting van de niveauverschuiver al verlies in versterking betekent, kan het in sommige gevallen wenselijk zijn achter deze schakeling een uitgangstrap te plaatsen die uitsluitend stroomversterking geeft. In een dergelijke uitgangstrap kan weer met succes gebruik gemaakt worden van een gestuurde stroombron, zoals uit *fig. 18* blijkt. De stroombronschakeling bestaat hier uit de transistors *1* t/m *5*. Door toedoen van referentiestroombron *I* loopt in de linker tak een constante stroom, ongeveer ter grootte *I*; daardoor is de som van de spanningen over de basis-emitterdiodes van de transistors *2* en *4* constant.

Deze constante somspanning staat ook over de beide basis-emitterdiodes van de transistors *3* en *5*. Dat betekent niet dat door beide ook dezelfde stroom moet vloeien. Dit is wel het geval wanneer er geen uitgangs-

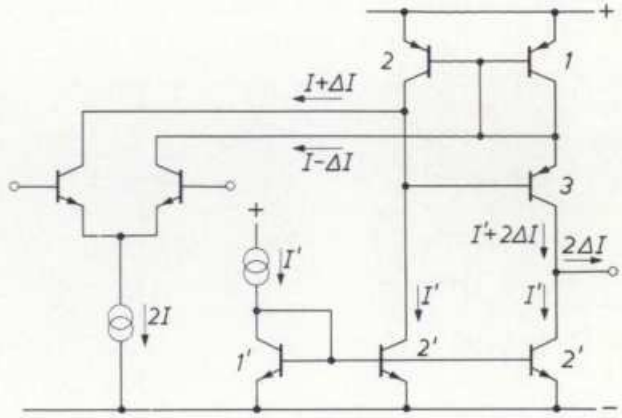


Fig. 17. Verschilversterker met niveauverschuiver, die het gelijkspanningsniveau van de uitgang midden tussen de positieve en de negatieve voedingsspanning brengt, d.w.z. op aardpotentiaal.

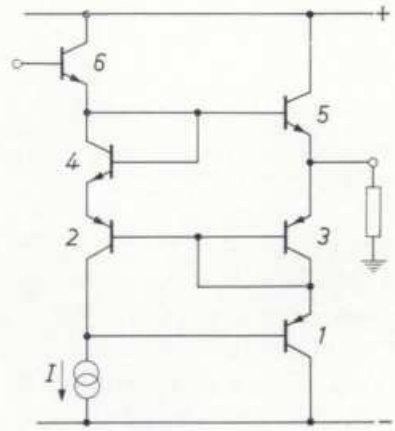


Fig. 18. Uitgangstrap in klasse B.

signaal is; dan loopt door beide transistors ongeveer een stroom *I*. Stijgt evenwel de spanning aan de ingang van de schakeling, dan neemt ook de basis-emitterspanning van transistor *5* toe, en de stroom door deze transistor dus eveneens. Tegelijkertijd neemt de basis-emitterspanning van transistor *3* evenveel af en wordt daarmee de stroom door deze transistor kleiner. Vanwege de exponentiële wet (1) die voor een diode geldt, heeft een vergroting van de stroom door transistor *5* tot γI ($\gamma > 1$) een afnemen van de stroom door transistor *3* tot I/γ tot gevolg. We hebben hier met een soort klasse-B-instelling te doen, waarbij echter nooit de stroom door één tak helemaal nul wordt.

Daalt de spanning aan de ingang van de schakeling, dan neemt de stroom door transistor *5* af en die door de transistors *3* en *1* neemt toe. De daarvoor vereiste basisstroom wordt betrokken uit de stroombron *I*.

De maximale uitgangsstroom bij negatieve sturing is daarmee gelijk aan de stroom *I*, vermenigvuldigd met

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

de stroomversterkingsfactor van transistor *1*. Indien deze uitgangsstroom niet voldoende is, kan men de schakeling uitbreiden door een klasse-C-versterker toe te voegen, zoals in *fig. 19* wordt weergegeven. De weerstanden *R* worden zodanig gekozen, dat bij kleine belasting de transistors *7* en *8* niet geleiden. Bij toenemende belasting zullen op een zeker moment de transistors geopend worden, omdat de belastingsstroom die geleverd wordt door de transistors *3* en *5*, de spanning over de weerstanden *R* vergroot. Op dit moment zullen de transistors *7* en *8* een groot gedeelte van de belastingsstroom gaan leveren.

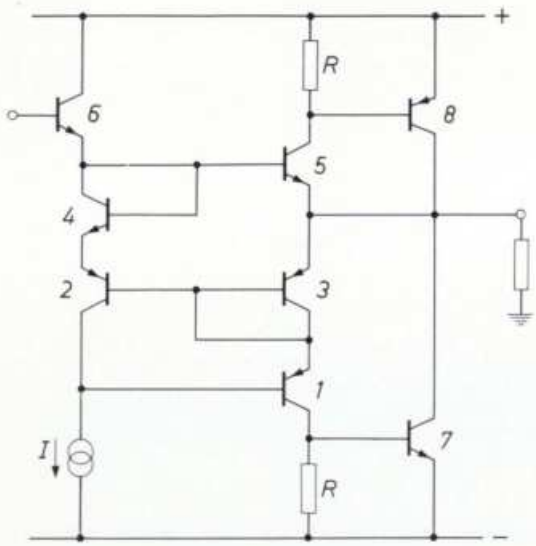


Fig. 19. Uitbreiding van de in fig. 18 weergegeven uitgangstrap met een klasse-C-versterker (de transistors *7*, *8*) die alleen de pieken van de uitgangsstroom levert. Door deze uitbreiding kan de schakeling grotere uitgangsstromen afgeven.

Conclusie

Bij de behandeling van de basisschakelingen en de uitgebreidere schakelingen zal het duidelijk geworden zijn, dat de bouw van schakelingen voor analoge signalen zich in een richting beweegt waarbij deze volledig is aangepast bij de eisen die de integratietechniek voor een optimaal produkt stelt. De weerstanden ontbreken bijna volledig. De schakelingen zijn zoveel mogelijk symmetrisch opgebouwd, zodat de temperatuurinvloeden minimaal zijn.

Dit alles is mogelijk, doordat naast de verschilversterker een nieuw element, de met een stroom gestuurde stroombron, met veel succes toegepast blijkt te kunnen worden. De invoering van dit element gaat gepaard met een beschouwingswijze waarin stroombronnen en stroomsturing de hoofdrollen spelen. De spanningen die door de gestuurde stromen worden opgewekt, blijven meestal beperkt tot diodespanningen. Daardoor is een betrekkelijk lage voedingsspanning voldoende, ondanks de opeenstapeling van transistors die de huidige analoge schakelingen kenmerkt.

Bij deze ontwikkeling is de computer een uiterst nuttig hulpmiddel. Hij is van grote waarde bij het doorrekenen van ontworpen schakelingen ter bepaling van hoogfrequenteigenschappen en van het effect van de spreiding in de elementen en de parasieten. Ook bij het tekenen van de maskers en bij het beproeven van de schakelingen in de produktie bewijst de rekenmachine haar nut.

Het ontdekken van nieuwe basisschakelingen is echter aan de elektronicus. Deze blijkt geboeid te zijn door de uitdaging „integratie" en heeft reeds menigmaal een nieuwe keuze gedaan uit het grote arsenaal van schakelmogelijkheden. Terecht mag men met enige verbazing naar geïntegreerde schakelingen kijken, want door het antwoord van de elektronicus op de monolithische techniek worden eindprodukten verkregen die — mede dank zij het vakmanschap van de technoloog — gelijkwaardig zijn aan de klassieke schakelingen of beter dan deze.

Samenvatting. De techniek der geïntegreerde schakelingen biedt de elektronica voor analoge signalen bijzondere mogelijkheden en moeilijkheden. Men kan onderling nauwkeurig gelijke transistors maken en deze hebben alle dezelfde temperatuur; anderzijds nemen weerstanden en condensatoren teveel plaats op het kristal in en moeten zoveel mogelijk worden vermeden. Dit leidt tot een nieuwe elektronica, waarin veel gebruik wordt gemaakt van gebalanceerde schakelingen, b.v. verschilversterkers, en waarin in plaats van weerstanden stroombronschakelingen worden toegepast die uit transistors zijn samengesteld. Achtereenvolgens worden voorbeelden besproken van door een referentiestroom gestuurde stroombronnen, van verschilversterkers, ingangs- en uitgangstrappen. Uit deze deelschakelingen kunnen complete geïntegreerde schakelingen, b.v. operationele versterkers, worden samengesteld.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Philips techn. T. 32, 13-19, 1971, no. 1

Transmissie van eenvoudige beelden

L. G. Krul en P. Reijnierse

Voor het controleren van cheques wordt door sommige bankkantoren reeds een intern televisiesysteem gebruikt; wil men ook andere kantoren hierop aansluiten, dan stuit dit al gauw op de hoge kosten van de transmissie. Voor de eenvoudige beelden waarom het hier gaat — cijfers en handtekeningen — kan men echter systemen met een kleinere bandbreedte toepassen, waarmee transmissie via de bestaande telefonieverbindingen financieel aantrekkelijker wordt. De auteurs hebben speciaal voor dit soort beelden een transmissiemethode onderzocht waarbij slechts een bandbreedte van 10 kHz nodig is.

Om een signaal van de ene naar de andere plaats over te brengen is een transmissiekanaal nodig met een voldoend grote bandbreedte. Als deze te klein is, zal het ontvangen signaal vervormd zijn. Zo kan men bij draaggolftelefonie via één telefoniekanaal een signaal overbrengen met frequenties tussen 300 en 3400 Hz, wat voldoende is voor de transmissie van spraak, maar te weinig voor muziek. Hiervoor is ten minste een bandbreedte van 15 kHz nodig; een muziekkanaal heeft dan ook een bandbreedte van 16 kHz en neemt daarmee in de frequentieband evenveel ruimte in als vier telefoniekanalen (de totale bandbreedte van een telefoniekanaal is 4 kHz).

Voor het overbrengen van een televisiesignaal met een bandbreedte van 5 MHz via de telefonie-verbindingen is uiteraard een veel groter aantal kanalen nodig. Bij transmissie via straalzenders kunnen 960 telefoongesprekken worden overgebracht in een frequentieband van 4 MHz, òf één televisiesignaal in een band van 6 MHz. Bij het zg. 12-MHz-systeem, dat met coaxiale kabels werkt, kunnen in de frequentieband van 12 MHz drie groepen van 900 gesprekken worden overgebracht, òf één groep van 1200 gesprekken in de frequentieband van 300 Hz tot 6 MHz plus één televisiesignaal in de band tussen 6 en 12 MHz. Hier neemt het televisiesignaal dus zelfs de plaats in van 1500 telefoniekanalen! Het is dan ook van belang om voor het overbrengen van beelden te zoeken naar methodes die met een kleinere bandbreedte kunnen werken.

Een mogelijke oplossing is de zg. slow-scan-methode, waarbij het gehele beeld niet, zoals bij televisie gebruikelijk is, in 1/25 seconde wordt afgetast, maar bij voorbeeld in 20 seconden. Dit heeft tot gevolg dat de vereiste bandbreedte met een factor 500 wordt gereduceerd: van 5 MHz tot 10 kHz. Een nadeel is uiteraard dat het opbouwen van een compleet beeld nu 20 seconden duurt, zodat men een fotoapparaat of een geheugenbuis moet gebruiken om het beeld in zijn geheel te kunnen zien.

Indien het beeld minder informatie bevat dan een normaal televisiebeeld (dus grover is van structuur en gradatie), zijn er minder gegevens over te zenden en kan men dus, ook zonder verlenging van de opneemtijd, met een kleinere bandbreedte volstaan. Dit is het geval met de afbeeldingen waarom het in dit artikel gaat: eenvoudige lijntekeningen, cijfers, letters en handtekeningen. Deze zouden ook nog goed herkenbaar kunnen worden overgebracht door een systeem dat met minder dan de gebruikelijke 625 beeldlijnen werkt.

Wij hebben een andere methode onderzocht, die uitsluitend geschikt is voor het overbrengen van de genoemde lijnfiguren. Bij deze methode worden alleen de licht-donkerovergangen geregistreerd, die bij dit soort beelden goed gedefinieerd zijn en de essentiële informatie bevatten. Het blijkt mogelijk te zijn op deze wijze te volstaan met een bandbreedte van 10 kHz, terwijl de opneemtijd per beeld, nl. 2/25 seconde, slechts tweemaal zo lang is als bij de gebruikelijke systemen.

Het principe van de methode

Om onze methode toe te lichten beginnen we met het eenvoudige voorbeeld van *fig. 1*. Deze figuur wordt opgenomen met een televisiecamera, waarbij het beeld horizontaal van links naar rechts wordt afgetast, echter zonder dat de bij televisie gebruikelijke interliniëring wordt toegepast. Een complete aftasting bestaat derhalve uit de helft van de gebruikelijke 625 lijnen en duurt 1/50 seconde. In de figuur zien we twee licht-donkerovergangen *a* en *c* en twee donker-licht-

L. G. Krul en P. Reijnierse, medewerkers van Philips' Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

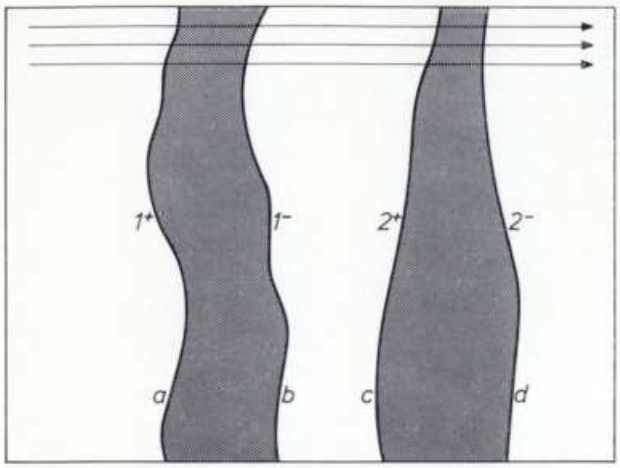


Fig. 1. Het nummeren van de licht-donkergrenzen voor een willekeurige zwart-witfiguur. De pijlen geven de richting aan waarin het beeld in de televisiecamera wordt afgetast. De licht-donker-overgangen *a* en *c* — de „positieve" grenzen — zijn aangeduid met 1^+ en 2^+, de donker-lichtovergangen *b* en *d* — de „negatieve" grenzen — met 1^- en 2^-.

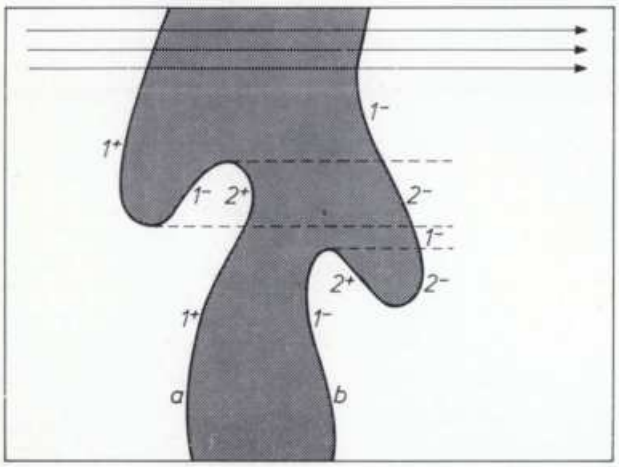


Fig. 2. Het nummeren van de grenzen voor een wat ingewikkelder figuur dan in fig. 1. We zien hier dat delen van één grens, al naar de ligging ten opzichte van de aftastbundel, verschillende nummers kunnen hebben. De stippellijnen duiden plaatsen aan waar de nummering verspringt.

overgangen *b* en *d*. Licht-donker- en donker-lichtovergangen noemen we voortaan respectievelijk „positieve" en „negatieve" grenzen. De positieve grenzen nummeren we in de aftastrichting oplopend 1^+, 2^+, 3^+, enz., de negatieve 1^-, 2^-, 3^-, enz. In fig. 1 en in het iets ingewikkelder voorbeeld van *fig. 2* leidt deze procedure tot de ingeschreven nummering. In de tweede figuur verandert op enkele plaatsen de nummering van overgang *b*; steeds bij een streeplijn gaat grens 1^- over in grens 2^- of omgekeerd. We zullen aanstonds zien dat dit geen bezwaar vormt.

Bij onze transmissiemethode worden aan de ontvangzijde de *grenzen* als *lijnen* weergegeven. *Fig. 3* en *fig. 4* zijn de beelden die beantwoorden aan resp. fig. 1 en fig. 2 als *alle* positieve en negatieve grenzen worden overgebracht. Voor elke overgebrachte grens is, zoals we zullen zien, een complete rasteraftasting nodig. De tijd die nodig is om een beeld over te brengen, is dus langer naarmate het aantal over te brengen grenzen groter is. Gaat het om een figuur die uitsluitend uit lijnen bestaat, dan is het voldoende om van de twee grenzen die iedere lijn levert (een positieve en een negatieve) er slechts één over te brengen; iedere *grens* aan de zendzijde wordt immers een complete *lijn* aan de ontvangzijde. De tijd, nodig om een figuur over te brengen, wordt hierdoor gehalveerd.

Zoals we reeds vermeldden, is bij het onderzoek vooral gedacht aan het overbrengen van handtekeningen en cijfers. Nu worden er bij het aftasten van handschrift *loodrecht op de schrijfrichting* haast nooit meer dan vier lijnen per regel gesneden. Daarom is in de door ons gebouwde experimentele opstelling het aantal over te brengen grenzen beperkt tot vier. De transmissie van een compleet beeld duurt dan vier maal 1/50 seconde, dus 80 ms. We hebben gevonden dat het belangrijk is, in ieder geval de eerste wit-zwartovergang (grens 1^+) over te brengen en de laatste zwart-witovergang; deze

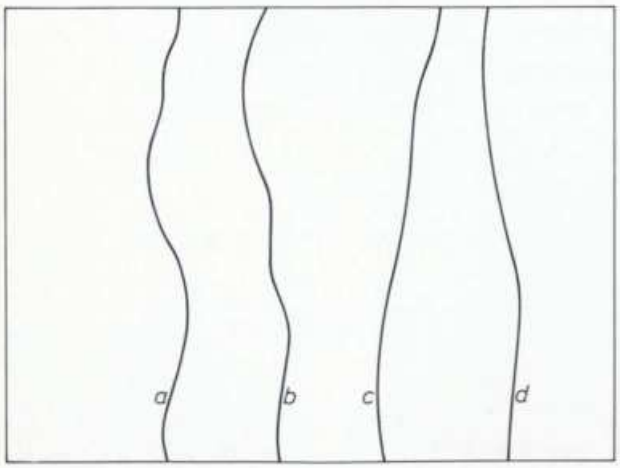


Fig. 3. Afbeelding van fig. 1 aan de ontvangzijde. De licht-donkergrenzen worden als lijnen weergegeven.

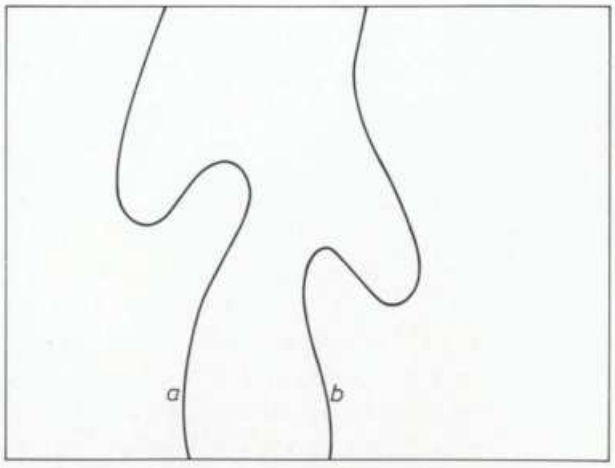
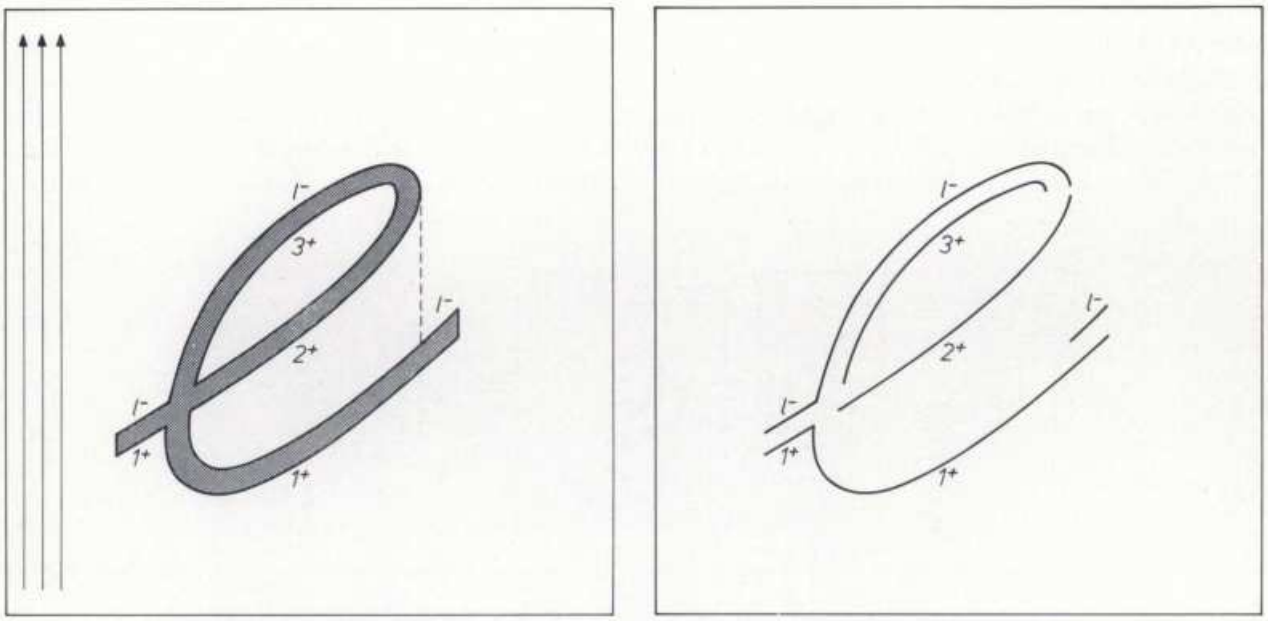


Fig. 4. Als fig. 3, maar nu voor fig. 2. Het verspringen van de nummering komt in het beeld niet tot uiting.

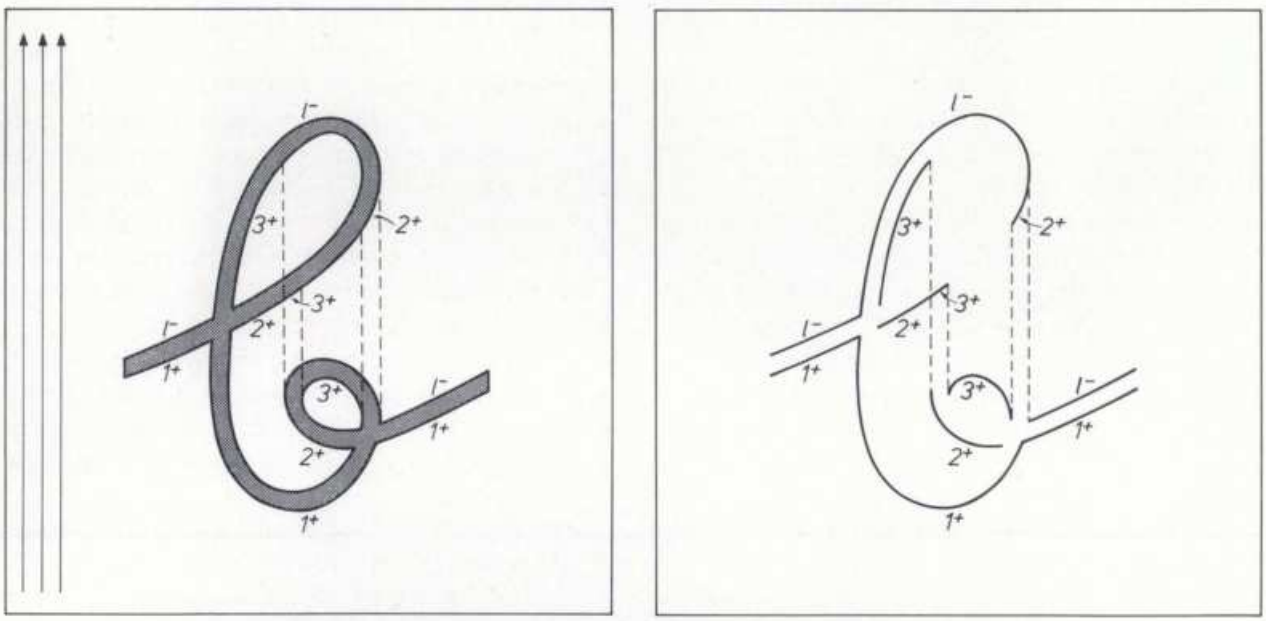
Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023



a *b*

Fig. 5. *a*) Een schrijfletter *e* met daarbij aangegeven de nummering van de licht-donkergrenzen. Het aftasten gebeurt nu in verticale richting van beneden naar boven. *b*) Afbeelding van de letter wanneer de grenzen 1^+, 2^+, 3^+ worden overgebracht, alsmede de laatste zwart-witovergang 1^- (hier samengesteld uit de grens 3^- en gedeelten van de grens 1^-). Wanneer de lijndikte van de letter klein wordt ten opzichte van zijn afmetingen, zullen de dubbele lijnen ineenvloeien.



a *b*

Fig. 6. Als fig. 5, maar nu met een schrijfletter *b*. We zien hier hoe door de beperking tot het overzenden van slechts vier grenzen, een gedeelte van de informatie verloren gaat. Toch is de afbeelding nog te herkennen als een letter *b*, zeker indien de dubbele lijnen ineenvloeien.

vormen te zamen de „omhulling" van de figuur. Omdat de laatste zwart-witovergang uit gedeelten met verschillend nummer kan bestaan (zie fig. 2) voeren we voor deze overgang een aparte notatie in en wel 1^-.

Fig. 5a toont een schrijfletter *e* en de grensnummering die ontstaat als deze letter in verticale richting wordt afgetast. Fig. 5*b* geeft de afbeelding die hiervan ontstaat als in een cyclus van vier opeenvolgende aftastingen de grenzen 1^+, 2^+, 3^+ en 1^- worden overgebracht; we zien dat deze vier aftastingen hier een zeer duidelijk beeld geven. Wanneer, zoals in dit geval, de geschreven letter vet is, zal het beeld gedeeltelijk uit dubbele lijnen bestaan. Is de dikte van de letter echter klein ten opzichte van zijn afmetingen, zoals bij handschrift meestal het geval is, dan zullen aan de ontvangzijde de dubbele lijnen ineenvloeien. Als tweede voorbeeld geven *fig. 6a* en *b* de situatie weer voor de letter *b*. We zien dat hier door de beperking tot vier aftastingen wel

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

enkele stukjes van grenzen wegvallen; het resultaat blijft echter toch herkenbaar.

Het bepalen van de posities van de over te brengen grenspunten kan technisch op twee verschillende wijzen worden gerealiseerd. In het eerste geval gebeurt dit met behulp van een zaagtandspanning die bij het begin van en positieve grens passeert, krijgt P kortstondig hete niveau 0; bij het passeren van een negatieve grens is dit het geval met N.

Men ziet in fig. 7 een rasterteller FC en een grensdetector TD. De rasterteller heeft vier uitgangen, die corresponderen met de vier beeldaftastingen van een

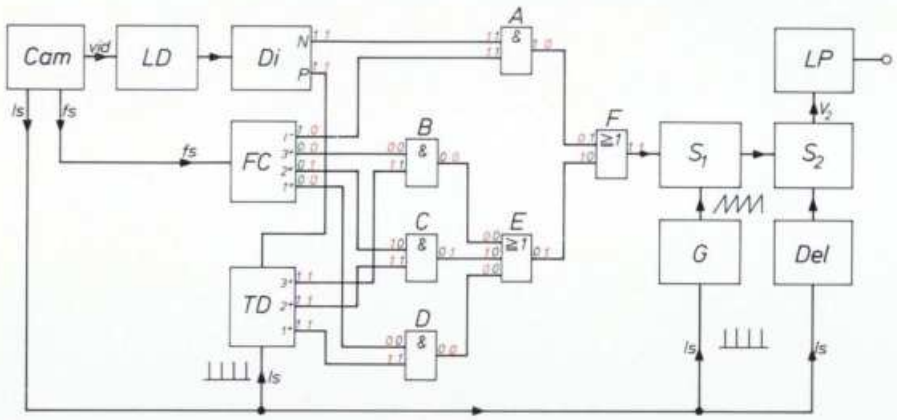


Fig. 7. Schema van de apparatuur aan de zendzijde. *Cam* camera. *vid* videosignaal. *ls* lijn-synchronisatiepuls. *fs* raster-synchronisatiepuls. *LD* niveauscheider. *Di* differentiator. *FC* rasterteller. *TD* grensdetector. *A*, *B*, *C* en *D* EN-poorten. *E* en *F* OF-poorten. S_1 eerste monsternemer. S_2 tweede monsternemer. *G* zaagtandgenerator. *Del* vertragingsschakeling. *LP* laagdoorlatend filter. De zwarte cijfers 1 en 0 bij de diverse uit- en ingangen zijn de spanningsniveaus bij het begin van de vierde beeldaftasting, de rode die bij het begin van de tweede.

iedere aftastlijn op nul begint. De waarde van de spanning op het ogenblik dat de elektronenbundel een grens passeert, is hierbij een maat voor de positie van het desbetreffende grenspunt.

Naast deze analoge manier van plaatsbepaling is er ook een digitale mogelijk. Daarbij maken we gebruik van een teller die bij het begin van elke lijn op nul wordt gezet en die in een lijntijd bij voorbeeld tot 256 telt. Het getal in de teller op het tijdstip dat de aftastbundel een grens passeert, legt nu de plaats van het betrokken grenspunt vast. Via enige registers wordt deze informatie overgedragen aan een digitaal/analoog-omzetter, die dus weer een analoog signaal afgeeft. We zullen ons in dit artikel beperken tot het beschrijven van de analoge methode.

De apparatuur

Voor het opnemen van het beeld hebben we een eenvoudige zwart-witcamera gebruikt (*Cam* in *fig. 7*); het verticale aftasten hebben we simpelweg gerealiseerd door deze camera over een hoek van 90° te draaien. Het videosignaal *vid* wordt in een niveauscheider *LD* en een differentiator *Di* zodanig bewerkt dat van de oorspronkelijke beeldinformatie alleen de grenzen (zowel positieve als negatieve) overblijven. Spanningspulsen die deze grenzen aangeven, verschijnen op de uitgangen P en N. Deze uitgangen hebben normaal het (spannings-) niveau 1; alleen wanneer de aftastbundel in de camera cyclus. Aan het begin van een cyclus worden alle uitgangen van *FC* door de raster-synchronisatiepuls *fs* op 0 gezet, behalve de uitgang die behoort bij de grens die gemeten gaat worden; deze krijgt het niveau 1. De grensdetector heeft drie uitgangen, die corresponderen met de grenzen 1^+, 2^+ en 3^+. Aan het begin van iedere lijn worden deze uitgangen door de lijn-synchronisatiepuls *ls* op 1 gezet. Passeert de aftastbundel in de camera de grenzen 1^+, 2^+ of 3^+, dan worden respectievelijk de uitgangen 1^+, 2^+ of 3^+ kortstondig op 0 gezet. De werking van de overige onderdelen van de schakeling zullen we beschrijven aan de hand van twee verschillende beeldaftastingen.

We beginnen met het geval van de vierde beeldaftasting, dus die voor de laatste negatieve grens 1^-. In fig. 7 zijn bij de uitgangen van de tellers *FC* en *TD* de niveaus (1 of 0) vermeld die aanwezig zijn als een lijnaftasting begint. We zien dat de EN-poorten *B*, *C* en *D* alle een 0 hebben op hun met de rasterteller verbonden ingang. Hierdoor zijn deze logicaschakelingen geblokkeerd gedurende de gehele vierde beeldaftasting. De grensdetector en de daarmee verbonden uitgang P voor de positieve grenzen oefenen dus geen invloed uit. De OF-poort *E* heeft een 0 op alle ingangen en dus ook op zijn uitgang. De onderste ingang van de OF-poort *F* staat dus ook op 0. De EN-poort *A* heeft op beide ingangen een 1 en levert dus aan zijn uitgang ook een 1. Deze komt op de bovenste ingang van de OF-poort *F*, zodat ook de uitgang van *F* op 1 staat.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

We hebben al gezien dat positieve grenzen geen reactie kunnen uitlokken. Een negatieve grens daarentegen brengt de uitgang N — en dus ook de bovenste ingang van de EN-poort A — kortstondig op 0. Hierdoor komt de uitgang van A ook een korte tijd op het nulniveau en daarmee ook de uitgang van de OF-poort F. Deze uitgangspuls van F activeert nu de eerste monsternemer S_1. Hierin wordt op het moment dat een puls van F arriveert, de ogenblikswaarde gemeten van een eveneens aan de monsternemer door de generator G toegevoerde zaagtandspanning, die gestart is door de puls *ls*. De monsternemer bevat een geheugen (i.c. een condensator), waarin steeds de laatst gemeten spanningswaarde wordt opgeslagen. Aan het einde van een lijnaftasting bevat het geheugen derhalve de waarde die de zaagtandspanning had op het ogenblik dat de aftastbundel de laatste negatieve grens overschreed. Vlak voor het einde van een lijnaftasting wordt de in het geheugen van de eerste monsternemer aanwezige spanningswaarde overgenomen door een tweede monsternemer S_2, die ook een geheugen bevat. Hierin wordt de spanningswaarde opgeslagen totdat de volgende lijn is afgetast. De tweede monsternemer wordt door de puls *ls* geactiveerd via een vertragingsschakeling *Del* met een vertragingstijd van 60 μs. Gedurende de vierde beeldaftasting verschijnt dus aan de uitgang van de tweede monsternemer een spanning die de positie van de grens l^- op de opeenvolgende aftastlijnen stapsgewijs volgt. Voert men deze spanning aan de ontvangzijde toe aan de verticale afbuiging van een oscilloscoop waarvan de tijdbasis met een zaagtandspanning van 50 Hz gevoed wordt, dan ontstaat een beeld dat een getrouwe weerspiegeling is van de grens l^-. Het laagdoorlatend filter *LP* snijdt de hogere frequenties af, die ontstaan bij het stapsgewijs verspringen van de spanningswaarde.

Als voorbeeld van een geval waarbij een positieve grens moet worden weergegeven, bekijken we de aftasting gedurende het tweede raster, waarbij de grens 2^+ wordt geregistreerd. De niveaus die nu aanwezig zijn als een lijnaftasting begint, zijn de rode cijfers in *fig. 7*. De „nullen" op de uitgangen 1^+, 3^+ en l^- van de rasterteller blokkeren de EN-poorten A, B en D; alleen via de EN-poort C kan nog invloed worden uitgeoefend op de OF-poort F. Dit laatste gebeurt wanneer een grens 2^+ wordt gepasseerd; dan gaat immers uitgang 2^+ van de grensdetector een ogenblik van 1 naar 0. De uitgangen van de poorten C, E en F nemen deze puls over, zodat de eerste monsternemer wordt geactiveerd. De aan het einde van elke lijnaftasting aan de tweede monsternemer doorgegeven spanning beantwoordt dan aan het tijdstip waarop de grens 2^+ gepasseerd is. De uitgangsspanning van de tweede monsternemer geeft nu dus een getrouwe kopie van de grens 2^+. Een zelfde redenering geldt voor de grenzen 1^+ en 3^+.

Fig. 8 en *9* tonen een tweetal voorbeelden van lijnfiguren (*a*), met de daarbij optredende uitgangsspanningen V_2 van de tweede monsternemer als functie van de tijd (*b*), alsmede de aan de ontvangzijde gereproduceerde beelden (*c*). Uit het tweede voorbeeld blijkt dat wanneer slechts vier rasters worden gebruikt, een gedeelte van de informatie (hier de grens 4^+) verloren gaat als de figuur te gecompliceerd is.

De curven (*b*) van fig. 8 en 9 vertonen tussen de gedeelten die de grenzen weergeven, gedeelten waar de spanning een constante hoge waarde heeft. Deze ontstaan doordat bij het aftasten de elektronenbundel op deze plaatsen geen grens ontmoet, zodat de uitgangsspanning van S_1 oploopt tot de topwaarde van de zaagtandspanning. Deze spanningen kunnen op de weergeefbuis zichtbaar worden als niet hinderlijke lijntjes boven het beeld. De spanningssprongen voor en na

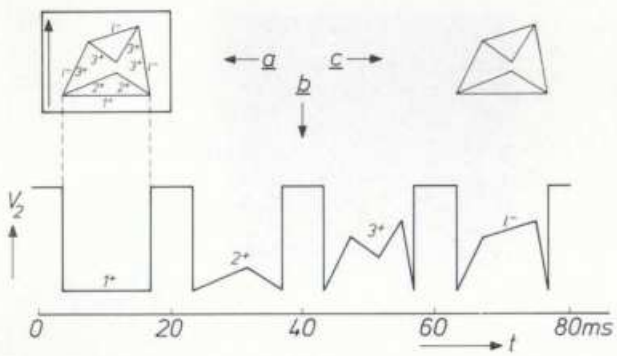


Fig. 8. Tijdens het aftasten van een figuur (*a*) geeft de tweede monsternemer S_2 een uitgangsspanning V_2 (*b*), waaruit aan de ontvangzijde de figuur weer wordt samengesteld (*c*). We zien dat hier de afbeelding identiek is met het uitgezonden beeld.

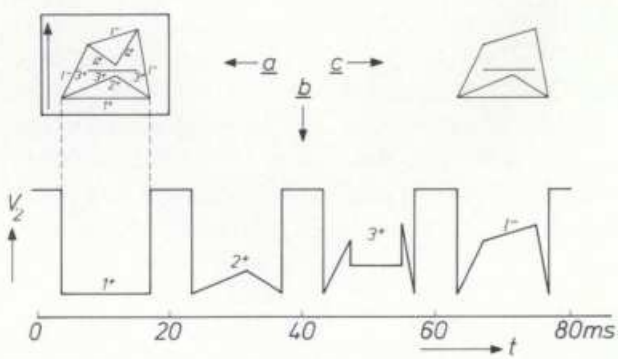


Fig. 9. Als fig. 8. Doordat slechts vier grenzen worden overgezonden, is nu (*c*) niet identiek met (*a*). De lijn die is aangeduid met de grens 4^+, wordt niet weergegeven.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

deze horizontale gedeelten kunnen wèl op een hinderlijke wijze het beeld verstoren, vooral bij een kleine bandbreedte van *LP*. Om dit te voorkomen, zijn voorzieningen getroffen waardoor de elektronenbundel van de weergeefbuis wordt onderdrukt als de eerste afgeleide naar de tijd van het weer te geven signaal een bepaalde waarde overschrijdt. Als gevolg hiervan kunnen zeer steil verlopende lijnen die wèl tot het beeld behoren, óók niet worden weergegeven. Dit is echter geen bezwaar, want van deze lijnen worden door het verticale aftasten toch maar een of twee punten geregistreerd.

Enige resultaten

Fig. 10 en *fig. 11* geven twee voorbeelden van beeldtransmissie met onze experimentele opstelling. De cijfers van fig. 10*a* zijn in fig. 10*b*, *c* en *d* weergegeven bij verschillende waarden van de afsnijfrequentie van het laagdoorlatende filter *LP*, en wel bij resp. 1,5, 3 en 10 kHz. (We zien hier duidelijk de dubbele contouren waarop in fig. 5 werd gewezen.) De handtekening van fig. 11*a* is op dezelfde wijze weergegeven in fig. 11*b*, *c* en *d*. Uit deze voorbeelden zien we dat dergelijke eenvoudige beelden door een signaal met een bandbreedte van 10 kHz goed kunnen worden overgebracht, mits uiteraard wordt gezorgd voor een voldoend lineaire fasekarakteristiek van de transmissieweg.

Willen we dit resultaat vergelijken met de bandbreedte die nodig zou zijn om dit soort figuren met een normaal televisiesignaal over te brengen, dan moeten we een schatting maken van het aantal beeldlijnen waarmee een even goede transmissie bereikt kan worden. Wegens de langwerpige vorm van de meeste handtekeningen hebben we in onze opstelling niet het gehele beeldvlak gebruikt. Van het rechtopstaande beeldveld dat ontstond door het verticale aftasten, hebben we slechts een horizontale strook gebruikt ter hoogte van een derde van de totale hoogte en met een hoogte-breedteverhouding van 1 : 2. Dit veld werd afgetast langs 280 verticale lijnen, waarbij het scheidend vermogen langs deze lijnen, dus in verticale richting, omstreeks 100 bedroeg. We kunnen ons systeem dus het best vergelijken met een normaal televisiesysteem met 100 beeldlijnen, een beeldverhouding van 1 : 2, en uiteraard ook met een transmissietijd per beeld van 80 ms (dit was immers de tijdsduur van onze vier aftastingen). Een dergelijk systeem vereist een bandbreedte van ongeveer 125 kHz; hiermee vergeleken geeft de hier beschreven methode met een bandbreedte van 10 kHz dus een winst van zeker een factor 10.

De behaalde winst is toch nog niet zo groot dat het signaal zonder meer via een telefoniekanaal van een draaggolfsysteem kan worden overgebracht. Een dergelijk kanaal laat immers slechts een frequentieband

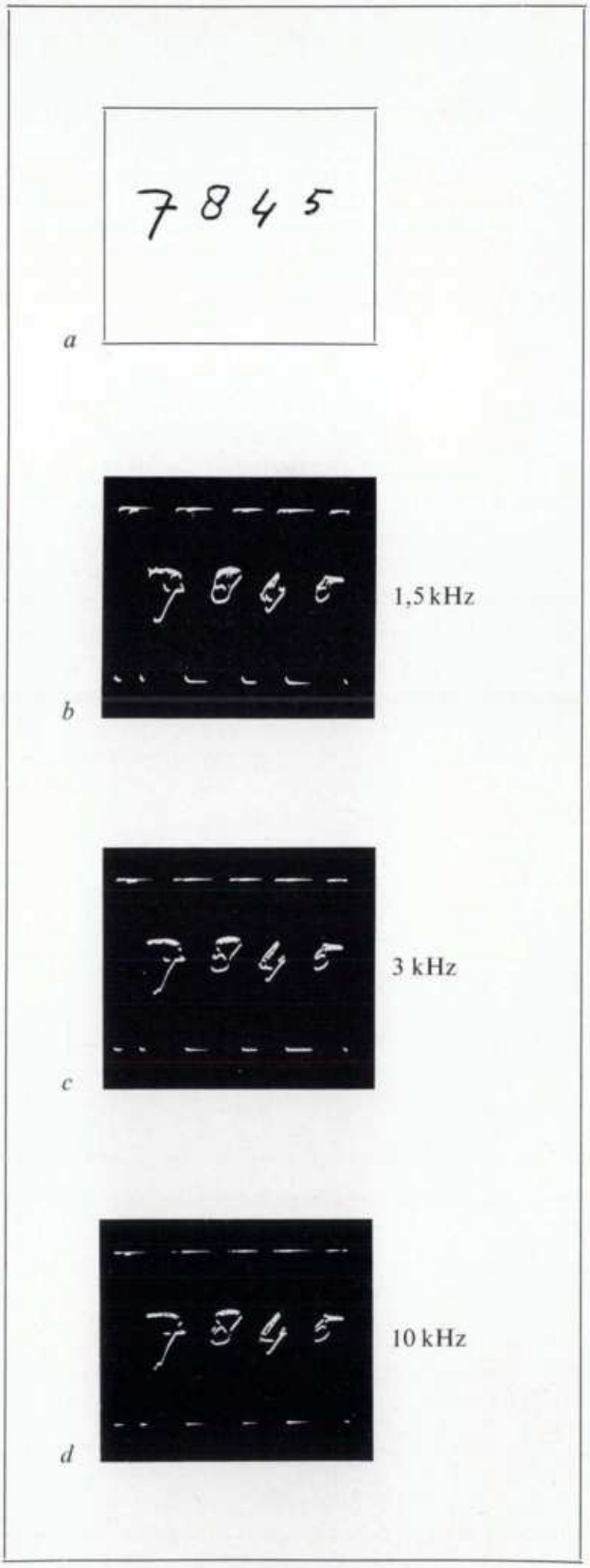
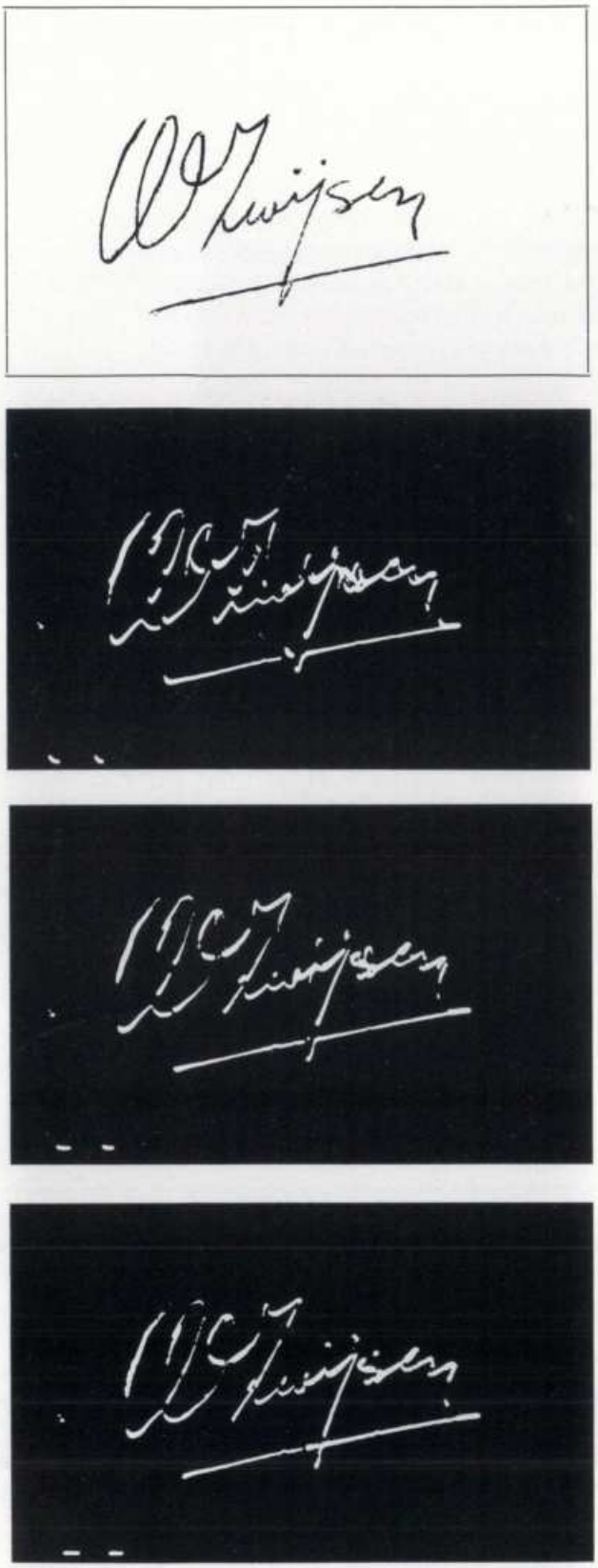


Fig. 10. Enkele met de hand geschreven cijfers, waarvan (*a*) het origineel toont, zijn overgezonden met een bandbreedte van respectievelijk 1,5, 3 en 10 kHz. Aan de ontvangzijde ontstonden de beelden (*b*), (*c*) en (*d*). We zien hier duidelijk de dubbele lijnen die ook bij fig. 5*b* voorkwamen. Bij deze wel zeer eenvoudige figuren zou een bandbreedte van 3 kHz al voldoende zijn om een herkenbare afbeelding te verkrijgen.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023



a

b

c

d

Fig. 11. Op dezelfde wijze als in fig. 10 is nu een handtekening (*a*) overgebracht met een bandbreedte van 1,5, 3 en 10 kHz (*b*, *c* en *d*). We zien dat een bandbreedte van 1,5 kHz hier totaal onvoldoende is, en dat ook bij 3 kHz zelfs deze vrij „duidelijke" handtekening al hinderlijk is vervormd. Voor een goede afbeelding is hier een bandbreedte van 10 kHz wel een vereiste.

van 300 tot 3400 Hz door, en heeft bovendien een voor ons doel te slechte fasekarakteristiek. Wil men voor transmissie over grote afstanden toch van de bestaande telefonie-verbindingen gebruik maken, dan zal men moeten beschikken over een frequentieband ter breedte van drie telefoniekanalen. De situatie is gunstiger als men gebruik kan maken van een vaste telefoonlijn, bij voorbeeld tussen een centrale bank en een bijkantoor in dezelfde stad. Ook hierbij kan het voorkomen dat ergens in deze verbinding de bandbreedte nog wordt beperkt; is dit niet het geval, en beschikt men dus over een vast aderpaar, dan kan het volledige signaal hierlangs worden overgebracht, zodat in dit geval één enkele telefoonlijn voor ons doel voldoende is.

Samenvatting. Eenvoudige beelden waarvan de essentiële informatie bestaat uit een beperkt aantal licht-donkerovergangen, kunnen worden overgebracht door een signaal met een veel kleinere bandbreedte dan die van een normaal televisiesignaal. Bij de hier beschreven methode is speciaal gedacht aan handschrift, b.v. cijfers en handtekeningen. Deze beelden worden opgenomen met een televisiecamera, waarbij het aftasten loodrecht op de schrijfrichting gebeurt. Als de aftastbundel een licht-donkergrens passeert, wordt de positie hiervan omgezet in een spanning. Een cyclus van slechts vier aftastingen, waarbij elke aftasting één bepaalde grens registreert, blijkt voldoende te zijn om een goede afbeelding mogelijk te maken. Voor het overbrengen van het signaal is slechts een bandbreedte van 10 kHz nodig. Over een korte afstand kan men dit signaal meestal wel via een vaste telefoonlijn overbrengen; wil men over grotere afstanden de bestaande draaggolftelefonie-verbindingen gebruiken, dan zal men moeten beschikken over een frequentieband ter breedte van drie telefoniekanalen.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Miniatuur-koelmachines voor elektronische schakelingen

A. Daniels en F. K. du Pré

De miniatuur-koelmachines die hier worden beschreven zijn de jongste loten aan de Philips-stam der koudgaskoelmachines. Zij vormen een alternatief voor de klassieke kryostaten met vloeibare lucht en zijn speciaal van belang voor het koelen buiten het laboratorium. Het belangrijkste toepassingsgebied van deze kleine machines is momenteel het koelen van infrarooddetectors voor gebruik te velde.

Inleiding

Bij zeer lage temperaturen verschillen de fysische eigenschappen van een stof vaak aanzienlijk van die bij kamertemperatuur. De laatste jaren heeft dit mogelijkheden geopend voor de ontwikkeling van nieuwe of verbeterde elementen voor elektronische schakelingen. Dergelijke elementen vereisen soms de temperatuur van vloeibare stikstof of een lagere, terwijl het benodigde koelvermogen voor de kleinere, waarin vrijwel geen energie wordt gedissipeerd, meestal beperkt blijft tot ongeveer 1 W. Het gaat hier om infrarooddetectors, masers, lasers, supergeleidende elementen en dergelijke. Voor een aantal van deze toepassingen zijn numerieke gegevens en literatuuropgaven samengevat in *tabel I*.

Infrarooddetectors zijn momenteel de voornaamste gekoelde elementen in elektronische schakelingen. De snelle stijging die het gebruik van deze detectors gedurende de laatste tien jaar te zien heeft gegeven, heeft een belangrijke invloed gehad op de ontwikkeling van miniatuur-koelmachines. Wij zullen eerst de noodzakelijkheid van het koelen van infrarooddetectors toelichten en daarna een korte beschrijving geven van het Stirling-koelproces en van de eisen die voor bepaalde toepassingen aan miniatuur-koelmachines worden gesteld. Dan volgt de behandeling van twee typen van deze machines (voor koeling tot 25 K, respectievelijk tot 77 K). Ten slotte wordt nog ingegaan op de details van een tweetal experimentele koelmachines waaraan in ons laboratorium onderzoek is verricht.

Infrarooddetectie

Wij willen hier infrarooddetectors beschouwen die gevoelig zijn voor de in onze omgeving optredende warmtestraling. Het intensiteitsmaximum van deze straling ligt bij een golflengte van ongeveer 10 μm. Deze detectors worden gebruikt om foto's, vaak luchtfoto's, te maken zonder dat daarbij zichtbaar licht nodig is [4]. Dergelijke foto's kunnen dus zowel overdag als 's nachts worden gemaakt.

In een infrarood-quantumdetector, of dit nu een fotoweerstand of een fotodiode is, worden door de straling ladingdragers vrijgemaakt uit stoorniveaus die zich dicht onder de geleidingsband van het detectormateriaal bevinden. Bij kamertemperatuur worden grote aantallen ladingdragers vrijgemaakt door thermische excitatie. Voor een optimale gevoeligheid van de detector moet de ruis in de thermische excitatie klein zijn vergeleken met de excitatie door infraroodbestraling. Daarom moet de detector gekoeld worden tot een zodanige temperatuur dat de thermische excitatie, en daarmee ook de ruis hierin, tot een voldoend laag niveau is teruggebracht.

De temperatuur die nodig is voor deze slechts door achtergrondruis in de infrarode straling zelf begrensde infrarooddetectie, hangt af van de energie die nodig is om in het detectormateriaal een ladingdrager te exciteren. Aangezien deze excitatie-energie van materiaal tot materiaal nogal uiteenloopt, kunnen ook de voor de verschillende materialen vereiste temperaturen sterk uiteenlopen.

Tabel I. Elementen van elektronische schakelingen waarvan de werking door koeling wordt verbeterd of die zonder koeling niet kunnen werken. Het vereiste koelvermogen wordt klein genoemd wanneer het ongeveer 1 W bedraagt en alleen nodig is ter compensatie van isolatieverliezen van kleine onderdelen; het wordt groot genoemd wanneer het 10 W of meer is.

	vereiste temperatuur	vereist vermogen	literatuur
vastestofmaser	4 K	groot	[1]
supergeleidende computer-onderdelen	4 K	groot	[2]
supergeleidende dynamo	4 K	groot	[3]
infrarooddetectors	25-77 K	klein	[4]
GaAs junction laser	77 K	klein	[5]
supergeleidende Josephson junction	4 K	klein	[2]

A. Daniels, M.Sc. en dr. F. K. du Pré, medewerkers van Philips Laboratories, Briarcliff Manor, N.Y., U.S.A.

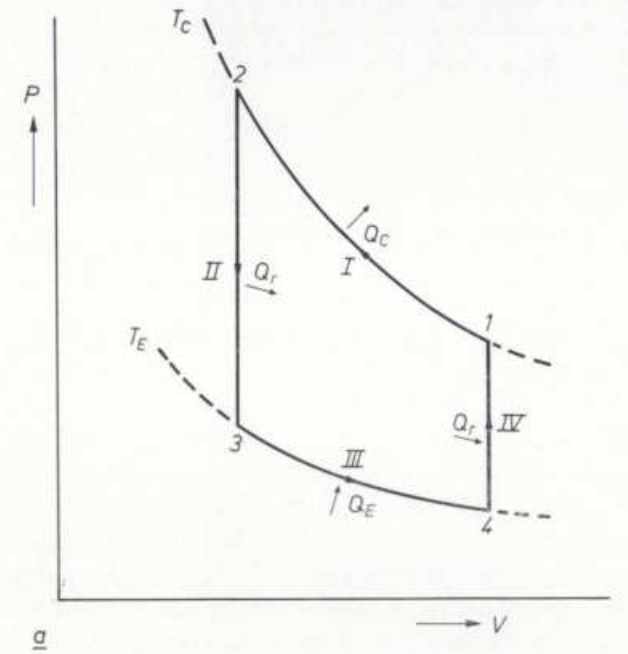
Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

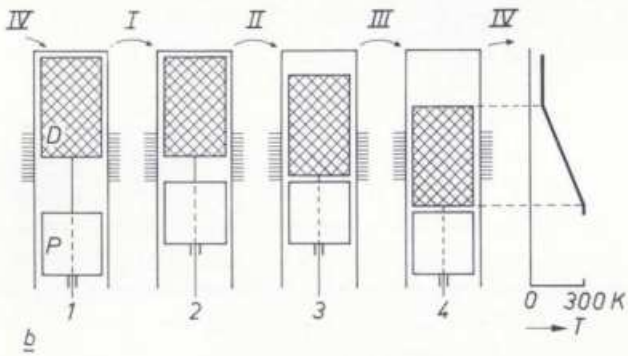
www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Koelmachines

Voorheen werden in laboratoria voor het koelen ijs, koolzuursneeuw of vloeibare lucht gebruikt; deze koelmiddelen werden doorgaans geproduceerd in grote installaties. Transport en opslag van deze koelmiddelen bracht ongemak en verliezen met zich.

De ontwikkeling van relatief kleine koudeproducerende machines, gebaseerd op de Stirling-cyclus, was een belangrijke vooruitgang in de koudetechniek; vloeibare gassen konden nu ter plaatse en in de gewenste hoeveelheid worden geproduceerd. In de Stirling-cyclus [6] doorloopt een vaste hoeveelheid gas (het werkgas, doorgaans helium) een thermodynamisch kringproces. We kunnen in dit kringproces vier fasen onderscheiden (*fig. 1a*): comprimeren bij kamertemperatuur (*I*), afkoelen tot de werktemperatuur (*II*),





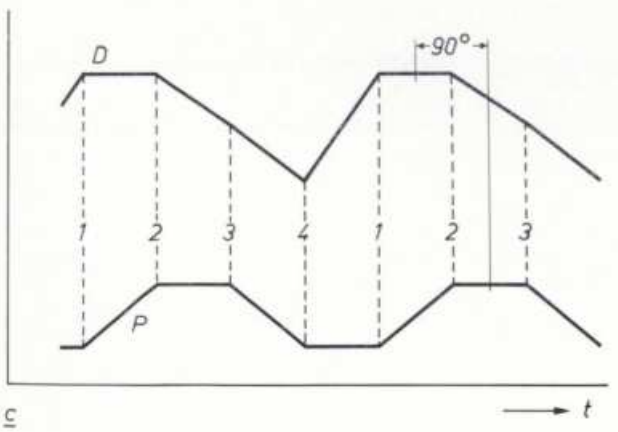


Fig. 1. *a*) Variaties van druk en volume bij de ideale Stirling-cyclus (*p-V*-diagram). Tijdens de isotherme compressie (fase *I*) wordt een hoeveelheid warmte Q_C aan het gas onttrokken, bij de isotherme expansie (fase *III*) neemt het gas de energie Q_E op, waardoor de wand van de cilinder waarin de expansie plaatsvindt wordt gekoeld. Tijdens de isochore afkoeling (afkoeling bij constant volume) in fase *II* wordt in de regenerator een hoeveelheid warmte Q_r opgeslagen, die tijdens de isochore verwarming in fase *IV* weer door het gas wordt opgenomen. *b*) Posities van de zuiger *P* en de verdringer *D*, met daarin de regenerator, op de punten *1-4* van de ideale Stirling-cyclus. De fasen *I-IV* zijn hier ook aangeduid. Rechts is de temperatuurverdeling geschetst; de temperatuurgradiënt is gebonden aan de regenerator in de verdringer, en verandert daardoor dus tijdens het proces van positie. *c*) De positie van zuiger en verdringer in afhankelijkheid van de tijd; men ziet dat beide onderdelen zich bewegen met een faseverschil van 90°.

expansie bij de werktemperatuur (*III*) en ten slotte weer opwarmen tot kamertemperatuur (*IV*). De koude wordt geproduceerd bij de expansie in fase *III*.

Het werkmedium wordt gedwongen dit kringproces te doorlopen door de heen en weer gaande bewegingen van een zuiger *P* (fig. 1*b*) en een verdringer *D*. De zuiger comprimeert het gas en laat het expanderen. De verdringer doet het gas door de regenerator, een poreus materiaal met grote warmtecapaciteit, stromen en veroorzaakt op deze manier afwisselend het afkoelen en weer opwarmen van het gas. De periodieke bewegingen van zuiger en verdringer moeten een faseverschil van ongeveer 90° hebben, zoals in fig. 1*c* te zien is.

Binnen het Philips-concern begon men ongeveer 20 jaar geleden met ontwikkeling en produktie van een op de Stirling-cyclus gebaseerde koelmachine. De eerste machine had een koudeproduktie van 1 kW bij een temperatuur van ongeveer 80 K. Uit dit ontwerp zijn nadien zowel grotere [7] als kleinere machines voortgekomen, alsook machines die in staat zijn aanmerkelijk lagere temperaturen te bereiken [8].

[1] J. C. Walling en F. W. Smith, Philips techn. T. **26**, 33, 1964/65.
[2] R. A. Kamper, Cryogenics **9**, 20, 1969.
[3] J. Volger, Philips techn. T. **25**, 16, 1963.
[4] F. Desvignes, J. Revuz en R. Zeida, Philips techn. T. **30**, 270, 1969 en M. Jatteau, Philips techn. T. **30**, 285, 1969.
[5] C. H. Gooch (red.), Gallium arsenide lasers, Wiley, Londen, 1969, blz. 278.
[6] J. W. L. Köhler en C. O. Jonkers, Philips techn. T. **16**, 33, 61, 1954; J. W. L. Köhler, Progress in Cryogenics **2**, 41, 1960.
[7] A. A. Dros, Philips techn. T. **26**, 355, 1964/65.
[8] G. Prast, Philips techn. T. **26**, 1, 1964/65.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Miniatuur-koelmachines

Het eerste prototype van een miniatuur-koudgaskoelmachine werd in 1959 ontwikkeld in het Natuurkundig Laboratorium door dr. J. W. L. Köhler en ir. G. Prast en hun medewerkers. Metingen aan deze machine, die 1 W koude produceerde bij 30 K, toonden aan dat een miniatuur-koudgaskoelmachine te verwezenlijken was.

Ongeveer gelijktijdig met het gereedkomen van dit eerste proefmodel ontstond in de Verenigde Staten de behoefte aan een kleine machine met een koeltemperatuur van 25 K voor het koelen van infrarooddetectors voor het spectrale gebied van 8-14 μm. Een dergelijk aggregaat moest uiteraard aangepast zijn aan de omstandigheden waarin het gebruikt moet worden. Dit betekende dat het behalve klein en licht ook efficiënt en betrouwbaar moest zijn. In de meeste gevallen zou de machine in iedere willekeurige stand moeten kunnen werken. Bovendien moest zij redelijk geruisloos zijn en geen stoorsignalen veroorzaken in de ermee verbonden elektronische apparatuur.

Een aantal wijzigingen in het oorspronkelijke ontwerp resulteerden uiteindelijk in de in *fig. 2* afgebeelde koelmachine, die onder de naam „Cryogem" in de handel wordt gebracht door de Cryogenic Division van de United States Philips Corporation.

De miniatuur-koudgaskoelmachines „Cryogem" en „Micro Cryogem"

Voor de in de inleiding genoemde toepassingen zou het voldoende zijn geweest de 1-kW-koudgaskoelmachine op schaal te verkleinen. Een aantal eisen waren echter van dien aard dat het de voorkeur verdiende reeds in het prototype enige wijzigingen aan te brengen.

Er zijn twee duidelijke verschillen tussen de 1-kW-machine en de miniatuurversie ervan. De regenerator bevindt zich bij de grote machine in concentrisch om de verdringercilinder gelegen kanalen tussen compressie- en expansieruimte, bij de kleine machine is hij in de verdringer ondergebracht. Hoewel hierdoor de vrijheid bij het ontwerpen van de regenerator enigszins wordt beperkt, is de machine als geheel compacter geworden. Een grote machine wordt via een asafdichting aangedreven door een afzonderlijke elektromotor. Bij de kleine machines is de motor in de krukkast van de machine ondergebracht; zowel stator als rotor bevinden zich in het werkgas. Hierdoor wordt ontsnappen van het werkgas via een asafdichting vermeden en, wederom, een compacter ontwerp verkregen.

De smering van koudgaskoelmachines stelt geheel eigen problemen: er moet vermeden worden dat smeerolie of smeeroliedampen het koude deel van de machine kunnen bereiken. De olie of oliedamp zou daar vastvriezen, waardoor het rendement van de machine zou dalen. De voorzorgen die bij grote machines genomen worden ter voorkoming van verontreiniging zijn bij de miniatuurversie praktisch niet uitvoerbaar door de veel geringere afmetingen. Bovendien is een miniatuur-koelmachine veel gevoeliger voor storingen dan de 1-kW-versie. Ten slotte wordt ook door het feit dat miniatuurmachines in iedere willekeurige stand moeten kunnen werken, oliesmering vrijwel onmogelijk gemaakt.

Een oplossing voor dit probleem bleek het gebruik van versterkt „Teflon" voor lagers en afdichtingen te zijn. Dit materiaal is zelfsmerend en de lagers kunnen dus vrijwel droog draaien.

Er zijn van de miniatuur-koudgaskoelmachine met een werktemperatuur van 25 K twee uitvoeringen ontworpen: een met één expansieruimte en een met twee expansieruimten. Het essentiële verschil tussen beide versies is dat er in de machine met twee ruimten een extra expansieruimte aanwezig is, waarin koude wordt geproduceerd bij een temperatuur die tussen kamertemperatuur en de werktemperatuur ligt. Deze koude wordt benut om de regeneratorverliezen voor een groot deel te compenseren. In een machine met maar één expansieruimte gebeurt deze compensatie geheel met koude die bij de laagste temperatuur is opgewekt. Aangezien het opwekken van koude bij een tussengelegen temperatuur minder energie kost [9] dan het opwekken van koude bij de werktemperatuur, krijgt het gehele proces op deze wijze een hoger rendement [10].

De koudgaskoelmachine met twee expansieruimten en een werktemperatuur van 25 K wordt ook onder de naam „Cryogem" in de handel gebracht. De essentiële gegevens van deze machine zijn te vinden in *tabel II*. Om reeds eerder genoemde redenen is de elektromotor geheel ingebouwd in de koelmachine. De motoras doet tegelijkertijd dienst als krukas van de machine. Een gesloten koelsysteem zorgt voor afvoer van de compressiewarmte. Dit systeem is vergelijkbaar met het koelsysteem van een automotor: een vloeistof wordt langs de wand van de compressiecilinder gepompt en dan door een radiator geleid, waar de warmte wordt overgedragen aan de omgeving.

Tabel II. Numerieke gegevens van kleine koudgaskoelmachines.

	„Cryogem" 25 K, twee expansieruimten	„Micro Cryogem" 77 K	
		één expansieruimte	twee expansieruimten
koelvermogen (W)	1	1,2	0,75
werktemperatuur (K)	25	77	77
laagst bereikbare temperatuur (K)	17	55	42
afkoeltijd (min)	3	2,7	10
opgenomen vermogen (W)	475	40	27
gewicht (kg)	9,0	2,5	2,3

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

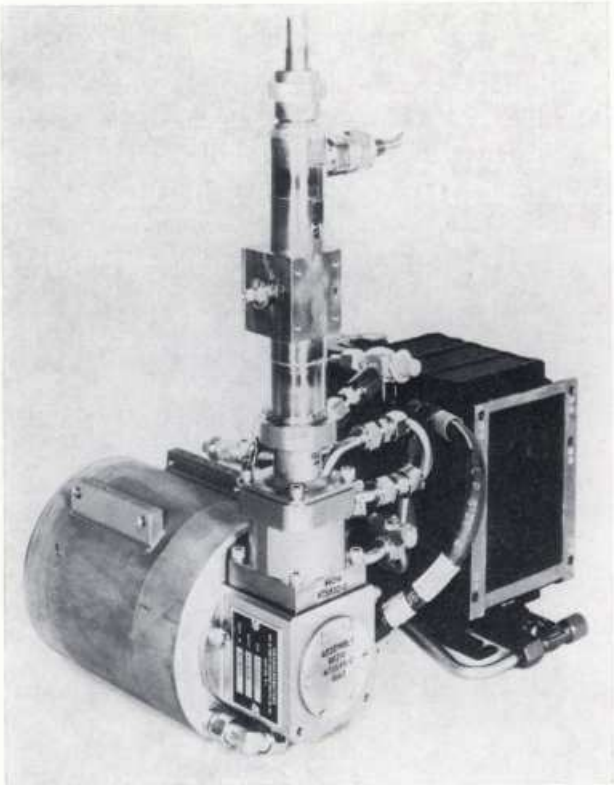


Fig. 2. De koudgaskoelmachine „Cryogem". De koudeproduktie is 1 W bij 25 K. De grote cilinder, links, bevat de motor. Daarvoor bevinden zich, van beneden naar boven, de krukkast, de compressiecilinder en de expansiecilinder. De expansiecilinder, waar de koude wordt geproduceerd, is omgeven door een isolerende vacuümruimte. Rechts de warmtewisselaar voor het afvoeren van de compressiewarmte. De totale hoogte van de machine is 25 cm.

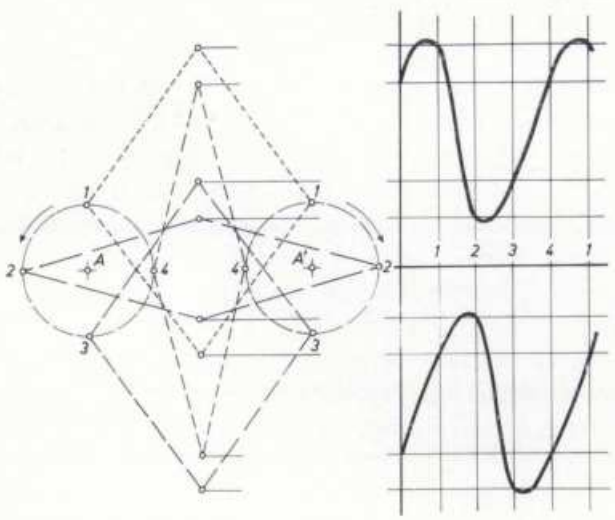


Fig. 3. De werking van het ruitdrijfwerk. Twee tegen elkaar in draaiende krukken op de assen A en A' bewegen de overstaande hoekpunten van een ruit. Door deze beweging wordt de ruit afwisselend samengeknepen en uitgerekt, terwijl zij tegelijkertijd in haar geheel op en neer wordt bewogen. Dit resulteert in een periodieke beweging aan de beide andere hoekpunten. Bij een juiste dimensionering is het faseverschil tussen beide bewegingen 90°. Deze hoekpunten zijn dan dus te gebruiken voor het aandrijven van zuiger en verdringer van een koudgaskoelmachine.

De laatste tijd zijn er infrarooddetectors ontwikkeld waarbij voor een door achtergrondruis begrensde detectie slechts koeling tot 70-80 K nodig is. De koeling van dergelijke detectors kan uiteraard gebeuren door vloeibare stikstof met behulp van het conventionele dewarvat en geïsoleerde transportleidingen. Het is in sommige gevallen minder gewenst vloeibare stikstof in voorraad te moeten hebben. Een gesloten koelsysteem verdient dan de voorkeur boven een open systeem.

Als we de koudgaskoelmachine „Cryogem", ontworpen voor 25 K, zo belasten dat de werktemperatuur 75-80 K wordt, dan bedraagt de koudeproduktie ongeveer 12 W. Aangezien voor koeling van kleine elektronische onderdelen niet meer dan 1 W nodig is, was het dus mogelijk voor dit doel een kleinere machine te ontwerpen. Er ontstonden twee versies, respectievelijk weer met één en met twee expansieruimten. De voornaamste gegevens van deze machines, beide in de handel onder de naam „Micro Cryogem", zijn eveneens te vinden in tabel II. De koudgaskoelmachines voor 77 K zijn voorzien van koelribben waarmee de compressiewarmte door vrije convectie aan de lucht wordt afgegeven. Deze vereenvoudiging is mogelijk doordat de machines slechts een gering vermogen opnemen (ongeveer 40 W).

Koudgaskoelmachine met ruitdrijfwerk

Men gaat er de laatste tijd meer en meer toe over om in plaats van een enkele infrarooddetector een mozaïek van een groot aantal kleine detectors te gebruiken. Het mechaniek voor het aftasten van de op te nemen scène kan dan veel eenvoudiger worden. Aan de trillingsvrijheid van de machine voor het koelen van een dergelijk mozaïek worden uiteraard zwaardere eisen gesteld dan in het geval van een enkele detector. Het gebruikelijke krukasdrijfwerk, dat voor één cilinder nooit zuiver gebalanceerd kan worden, voldoet in dergelijke gevallen dan ook niet [11]. Beter kunnen we hier dan het ruitdrijfwerk gebruiken, dat ongeveer vijftien jaar geleden werd ontwikkeld voor een trillingsvrije uitvoering van de Stirling-motor. In ons geval wordt het ruitdrijfwerk aangedreven door twee gelijke, tegen elkaar in draaiende elektromotoren. De bewegingen van de stangen van het drijfwerk resulteren bij geschikte dimensionering in twee heen en weer gaande bewegingen met, zoals in een koudgaskoelmachine vereist is, een faseverschil van 90° (*fig. 3*). Door het aanbrengen van

[9] J. D. Fast, Philips techn. T. **16**, 278, 1954, in het bijzonder formule (II, 33).

[10] De thermodynamica van een koudgaskoelmachine met twee expansieruimten is behandeld in het aangehaalde artikel van G. Prast [8].

[11] Zie b.v. blz. 288 van het aangehaalde artikel van M. Jatteau [4].

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

geschikt gekozen massa's op assen en drijfstangen is te bereiken dat het zwaartepunt van het geheel stationair is [12]. Bovendien is er, door de symmetrie van alle bewegingen, geen resulterend koppel. Hierdoor kan de koelmachine trillingsvrij werken. In een kunstmaan gemonteerd zou een dergelijke koelmachine nauwelijks enige ongewenste beweging veroorzaken, zelfs bij starten of stoppen, iets wat bij normale door één motor aangedreven machines niet het geval is. In de praktijk zullen natuurlijk altijd nog kleine trillingen blijven optreden, ten gevolge van maatafwijkingen en onvolkomenheden in de gebruikte materialen. *Fig. 4* toont een experimentele koudgaskoelmachine van 77 K met twee expansieruimten, uitgevoerd met een ruitdrijfwerk. De specificaties voor deze machine zijn dezelfde als van de overeenkomstige „Micro Cryogem" machine (tabel II, laatste kolom).

De thermische koppeling van detector en koelmachine

Twee problemen die moesten worden opgelost voordat miniatuur-koelmachines konden worden samengebouwd met elektronische apparatuur, waren de wijze waarop een infrarooddetector of eventuele andere te koelen onderdelen aan de kop van de machine moesten worden bevestigd, en de thermische isolatie van deze onderdelen. De moeilijkheden hierbij zijn koudeverliezen langs de elektrische leidingen naar de te koelen onderdelen, de mechanische stevigheid van deze draden en het instandhouden van het vacuüm vereist voor thermische isolatie.

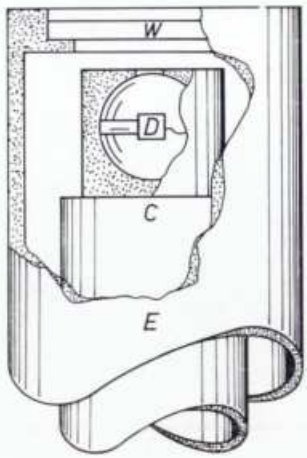


Fig. 5. Koppeling van een infrarooddetector aan een koelmachine. De detector *D* is door middel van onderdelen met lage warmteweerstand verbonden met de kop *C* van de koelmachine. De detector is omgeven door een reflector om de invallende straling te concentreren. De ruimte binnen de omhulling *E* is geëvacueerd, om een goede warmte-isolatie te verkrijgen. In de omhulling is een infrarood doorlatend venster *W* aangebracht.

Fig. 4. Trillingsvrije koudgaskoelmachine met ruitdrijfwerk. De beide cilinders aan de voorzijde bevatten de elektromotoren voor de aandrijving. Het bovendeel van de voor isolatie nodige vacuümruimte om de kop van de machine is verwijderd.

Een voorbeeld van de wijze van bevestigen van een detector is in *fig. 5* gegeven. Hoewel er uitvoeringen met honderd of meer detectorelementen gemaakt zijn, is in de figuur, eenvoudigheidshalve, slechts één detector getekend. Ondanks de grote temperatuurgradiënt over de elektrische verbindingsdraden die van de gekoelde detector naar buiten gaan, is toch, door materiaalkeuze en vormgeving van de leidingen, bereikt dat de verliezen kleiner dan 1 W zijn.

Microfonie ten gevolge van de geringe trillingen die zelfs na zorgvuldig balanceren overblijven, kan beperkt worden door ervoor te zorgen dat verbindingsdraden onbeweeglijk zijn bevestigd. Wanneer de koelmachine draait, is het ruisniveau slechts 10% hoger dan direct na het uitschakelen van de machine.

Het vacuüm dat dient voor thermische isolatie van de te koelen onderdelen moet beter zijn dan 10^{-2} N/m², wil het effectief zijn. Het instandhouden van dit vacuüm eist grote zorgvuldigheid, aangezien de wand van de vacuümruimte een aantal losmaakbare verbindingen bevat en er zich nogal wat elektrische doorvoeren in deze wand bevinden die moeten worden afgedicht, hetzij tegen de buitenlucht hetzij tegen de werkdruk van

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

de koelmachine. Een complicatie is bovendien nog dat het infrarooddetector-materiaal doorgaans niet bestand is tegen de temperaturen die voor het ontgassen van onderdelen in een vacuümruimte nodig zijn.

Het kan voorkomen dat er elementen moeten worden gekoeld die zich ver van de kop van de koelmachine bevinden, of dat een detector ten opzichte van de koelmachine moet kunnen bewegen (zoals bij voorbeeld bij een detector die in Cardanus-ringen is opgehangen). Een directe koppeling is dan niet mogelijk.

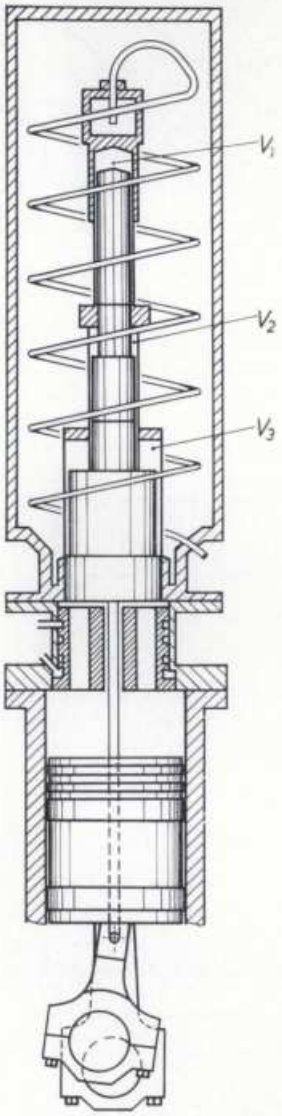


Fig. 6. Schematische doorsnede van een koudgaskoelmachine met drie expansieruimten. Behalve de expansieruimte V_1 in de kop van de machine zijn er nog de beide ruimten V_2 en V_3, waar koude geproduceerd wordt op temperaturen tussen kamertemperatuur en de werktemperatuur aan de kop van de machine.

Wij hebben voor dergelijke gevallen een koudetransportsysteem ontwikkeld, waarbij gebruik gemaakt wordt van het verschijnsel van Leidenfrost. Druppeltjes van een koelvloeistof (bij voorbeeld vloeibare stikstof) worden in een gasstroom gebracht die door buigzame, ongeïsoleerde leidingen gaat. De druppeltjes verdampen langzaam tijdens dit transport en zijn daardoor omgeven door een relatief koude, min of meer isolerende gaslaag. Komt een druppeltje erg dicht bij de wand dan neemt de verdamping toe, waardoor een dampkussen ontstaat dat een direct contact met de wand voorkomt en daarmee ook het grote koudeverlies dat daarbij zou ontstaan. Het leidingsysteem is gesloten: de vloeistofdruppels verdampen bij het koelen van de detector, de damp wordt door een compressortje teruggevoerd naar de kop van de koelmachine en daar weer vloeibaar gemaakt. De druppeltjes kunnen op deze wijze hoogstens over een paar meter worden getransporteerd, aangezien de isolatie door de damplaag uiteraard nooit volkomen is.

Een „Leidenfrost"-transportsysteem in combinatie met een koudgaskoelmachine voor het vloeibaar maken van de stikstof heeft een rendement dat ongeveer 10% bedraagt van het rendement van een koudgaskoelmachine met een werktemperatuur van 77 K die voor directe koeling wordt gebruikt.

Experimentele koudgaskoelmachine met drie expansieruimten

Zoals we eerder al hebben gezegd, is het mogelijk om door een extra expansieruimte op een tussenliggende temperatuur de koude-lek van de gekoelde ruimte naar de omgeving te verminderen en op die manier lagere temperaturen te bereiken. Kleine koudgaskoelmachines met twee expansieruimten bereiken 17 K (tabel II), terwijl met een grotere versie van een dergelijke machine 12 K gehaald is [4].

Het lijkt nu een voor de hand liggende stap het aantal expansieruimten te vergroten om op die manier mogelijk tot nog lagere temperaturen te komen. Wij hebben daarom een experimentele koudgasmachine gebouwd met drie expansieruimten.

De constructie is geschetst in *fig. 6*. Er is weer een zuiger voor de compressie en een verdringer, maar de diameter van deze laatste vertoont nu twee stappen ten einde de beide extra expansieruimten te verkrijgen. De drie regenerators bevinden zich in de verdringer. De regenerators die bij de hoogste twee temperaturen werken, zijn op de gebruikelijke wijze vervaardigd van fijn kopergaas. Voor de regenerator die bij de laagste temperatuur werkt, was dit materiaal echter niet geschikt.

Een regenerator dient een warmtecapaciteit te hebben die groot is vergeleken met die van de hoeveelheid gas die er bij iedere cyclus door stroomt. Een deel van

[12] R. J. Meijer, Philips techn. T. **20**, 325, 1958.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

het werkgas wordt gecomprimeerd terwijl het door de regenerator naar de koude expansieruimte stroomt. Het is ongewenst wanneer het gas door deze compressie warm wordt, en daarom moet de warmtecapaciteit van de regenerator ook groot zijn vergeleken met de warmtecapaciteit van het gas dat zich in de regenerator bevindt. Met andere woorden, we eisen dat de warmtecapaciteit per cm³ regeneratormateriaal groot is vergeleken met de warmtecapaciteit per cm³ helium. De moeilijkheden die dit bij temperaturen beneden 10-20 K meebrengt, blijken duidelijk uit *fig. 7*, waarin de warmtecapaciteit per cm³ als functie van de temperatuur is uitgezet voor lood, koper, europiumsulfide en helium van 4.10^5 N/m² (4 atm), een redelijke werkdruk voor de drietraps-koudgaskoelmachine. Uit de krommen blijkt dat koper beneden 20 K niet als regeneratormateriaal te gebruiken is. Lood kan gebruikt worden tot circa 10 K; het blijkt het meest geschikte metaal voor dit doel te zijn. Zowel koper als lood vertonen een sterke daling van de warmtecapaciteit met het dalen van de temperatuur. Europiumsulfide laat een zelfde gedrag zien, maar bij

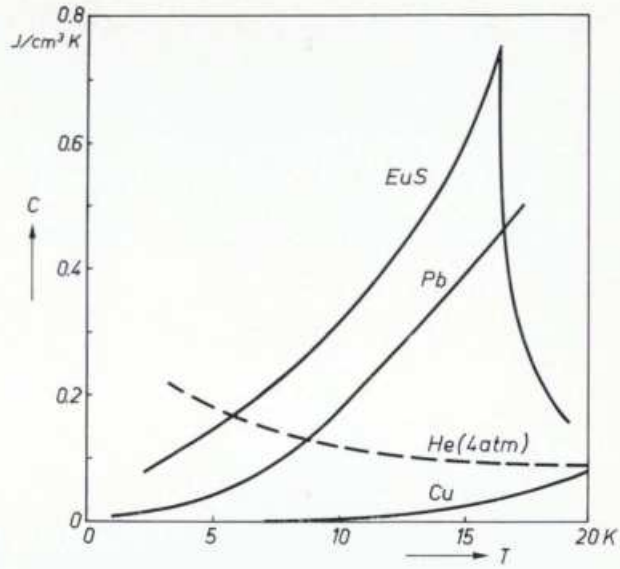


Fig. 7. De warmtecapaciteit per cm³ (C) als functie van de temperatuur T voor een aantal stoffen die in aanmerking komen als regeneratormateriaal. Ter vergelijking is ook de curve voor helium bij een druk van 4.10^5 N/m² (4 atm), de gemiddelde werkdruk van een drietraps-koelmachine, getekend.

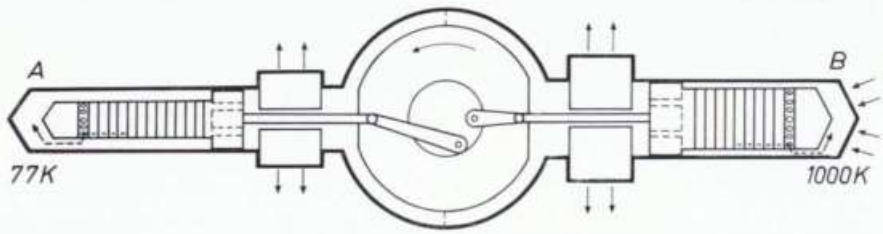


Fig. 8. Schematische doorsnede van een Vuilleumier-koelmachine. De cilinder A, met de verdringer waarin zich een regenerator bevindt, is identiek met de cilinder van een Stirling-machine. De kop van de cilinder B, waarin eveneens een verdringer met regenerator, wordt op ca. 1000 K verhit. Door deze laatste verdringer met een motortje heen en weer te bewegen, wordt de gemiddelde temperatuur van het werkgas gemoduleerd. Men heeft zo een thermische compressor verkregen, die de zuiger in een Stirling-machine vervangt.

16 K treedt bij dit materiaal een piek op in de warmtecapaciteit, veroorzaakt door overgang naar de ferromagnetische toestand [13]. Door deze piek is europiumsulfide bij zeer lage temperaturen een geschikter regeneratormateriaal dan lood.

Gezien deze getallen hebben we geëxperimenteerd met twee regenerators voor de laagste temperatuur. De ene bevatte uitsluitend lood, in de vorm van bolletjes met een diameter van ongeveer 0,1 mm; een hiermee uitgeruste koelmachine bereikte een laagste temperatuur van 9 K. De andere was slechts voor de helft gevuld met loodbolletjes en bevatte verder, aan de kant van de laagste temperatuur, een fijn poeder van europiumsulfide. Met deze regenerator werd een laagste temperatuur van iets minder dan 8 K gehaald. Dit is, tot dusver, de laagste temperatuur die met het Stirling-proces is bereikt. Bij deze proeven was de werkgasdruk ongeveer 4.10^5 N/m² en het toerental der machine 600 omw/min. Verdere voortgang in deze richting zal afhankelijk zijn van de ontwikkeling van nieuwe regeneratormaterialen. Ook het gebruik van ^{3}He zou nog een mogelijkheid kunnen bieden, aangezien dit een lagere soortelijke warmte heeft dan ^{4}He.

Betere resultaten lijken op het eerste gezicht te verkrijgen te zijn door verlagen van de heliumdruk, om op deze manier de warmtecapaciteit van het gas in de regenerator te verlagen. Een lagere werkgasdruk resulteert evenwel in een lagere koudeproduktie en de eindtemperatuur, die zich instelt door evenwicht tussen koudeproduktie en koude-lek, zou toch niet dalen.

Vuilleumier-koelmachine

Tot slot behandelen we een experimentele koelmachine, gebaseerd op een principe dat in 1918 door Vuilleumier werd aangegeven [14]. In afwijking van de situatie bij de Stirling-machine wordt hier de voor koudeproduktie nodige energie in hoofdzaak toege-

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

voerd als warmte en is er slechts een geringe hoeveelheid mechanische energie nodig.

De door ons gebouwde Vuilleumier-koelmachine is schematisch weergegeven in *fig. 8*. De zware lijn begrenst het werkvolume, dat bestaat uit twee cilinders en een verbindingsruimte. Het werkgas is weer helium. Twee verdringers worden met een onderling faseverschil van 90° in de cilinders heen en weer bewogen door een elektromotortje. In beide verdringers is een regenerator gemonteerd van dezelfde bouw als in een Stirling-machine. Er zijn geen kleppen of kranen in het systeem.

De cilinder *A* komt overeen met het bovenste deel van de cilinder in een Stirling-machine: aan de top de expansieruimte, verder de verdringer waarin zich de regenerator bevindt. De functie van de zuiger in de Stirling-machine, het teweegbrengen van compressie en expansie, wordt hier overgenomen door de cilinder *B* met de zich daarin bevindende verdringer. De kop van deze cilinder wordt op een hoge temperatuur gehouden (ca. 1000 K). Als zich nu de verdringer zo ver mogelijk uit deze cilinder heeft teruggetrokken, dan zal er zich veel gas in het hete gedeelte bevinden, waardoor de gemiddelde temperatuur van het werkgas hoog is. Daarmee is ook de druk in de hele machine hoog. Bevindt zich de verdringer in cilinder *B* evenwel dicht bij de cilinderkop, dan zal er weinig gas in het hete gedeelte zijn; de gemiddelde temperatuur en de druk zijn dan laag. Als dus de „hete" verdringer wordt bewogen in de juiste fase ten opzichte van de „koude", dan zullen in de koude cilinder soortgelijke temperatuur- en drukvariaties optreden als in de cilinder van een Stirling-machine en er zal koude geproduceerd worden. De Vuilleumier-koelmachine kan ook worden opgevat als een Stirling-koelmachine, direct gekoppeld aan een Stirling-motor. De drukvariaties in het motordeel worden echter niet gebruikt voor het aandrijven van een zuiger, maar werken direct op het koelmachinedeel. De koelmachine heeft dus een thermische compressor in plaats van een mechanische. Aangezien de koeler bij deze machine zowel de warmte van het motordeel als van het koelmachinedeel aan de omgeving moet afgeven, is deze warmteafgifte aanzienlijk groter dan bij een vergelijkbare Stirling-koelmachine.

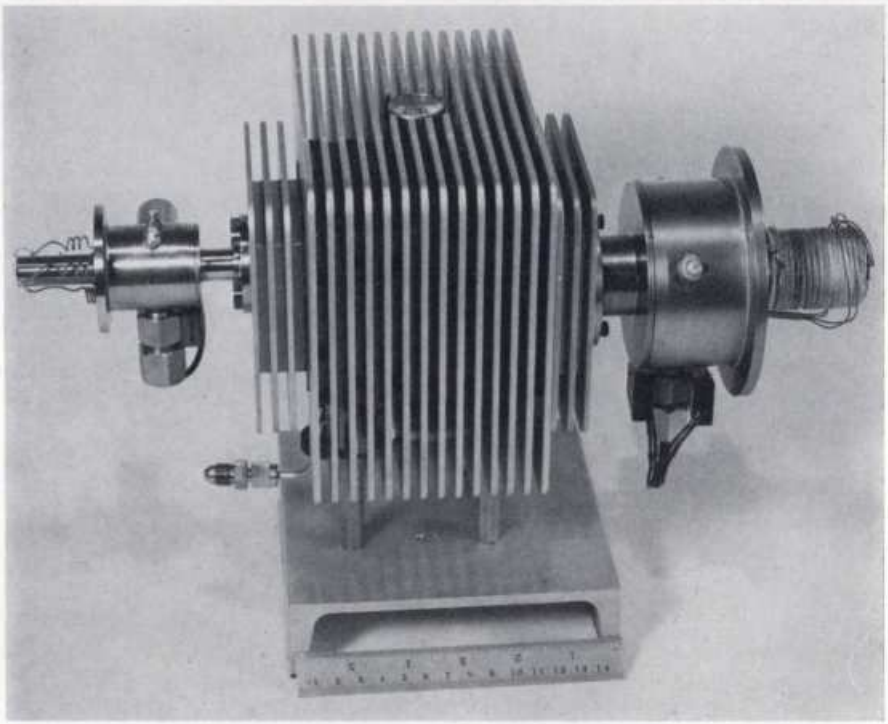


Fig. 9. Experimentele Vuilleumier-koelmachine. Links de koude cilinder, rechts de hete. De verhitting gebeurt hier elektrisch, om op eenvoudige wijze het toegevoerde vermogen te kunnen meten. In de praktijk is iedere andere wijze van verhitten ook bruikbaar, mits de vereiste temperatuur van de cilinderkop wordt bereikt.

De Vuilleumier-machine produceert koude direct uit warmte en zal dus vooral daar op zijn plaats zijn waar energie in de vorm van brandstof beschikbaar is. Het vermogen dat nodig is om de verdringers te bewegen, kan erg klein zijn. Afgezien van wrijvingskrachten is de enige kracht die op een verdringer werkt het drukver-

[13] V. L. Moruzzi en D. T. Teaney, Solid State Comm. **1**, 127, 1963.

[14] U.S. Patent 1,275,507 van 13 aug. 1918.
G. K. Pitcher en F. K. du Pré, Adv. cryog. Engng. **15**, 447, 1970.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

schil dat nodig is om het gas door de regenerator te doen stromen. Doordat de krachten op de bewegende delen zeer klein zijn, zal de slijtage gering zijn, te meer daar ook de snelheden klein zijn. Een verder voordeel van de geringe mechanische krachten is een rustige en geruisloze gang van de machine.

De drukverhouding in een Vuilleumier-koelmachine is klein: 1,4, terwijl een drukverhouding van 2,5 niet ongewoon is voor een Stirling-koelmachine. De lage drukverhouding van de Vuilleumier-machine is te wijten aan de toegepaste methode van comprimeren, waarbij de materiaaleigenschappen een bovengrens stellen aan de temperatuur van de hete cilinderkop. Bovendien is door de extra verdringer de schadelijke ruimte van de machine relatief groot.

Wij hebben daarom de werkdruk tamelijk hoog gekozen, zodat ondanks de lage compressieverhouding toch een voldoend grote drukvariatie wordt bereikt. De koudeproduktie, die voor een gegeven expansievolume uitsluitend door de drukvariatie wordt bepaald, is dan weer vergelijkbaar met die van een Stirling-machine.

Fig. 9 toont de Vuilleumier-koelmachine. Rechts bevindt zich de hete kant van de machine, links de koude. De elektromotor voor het aandrijven van de verdringers is in de krukkast ondergebracht en is dus op de foto niet te zien. Om het toegevoerde vermogen eenvoudig te kunnen meten, wordt de cilinderkop elektrisch verhit. De afgebeelde machine produceert 1,25 W koude bij een temperatuur van 77 K.

Samenvatting. Van de 1-kW-koudgaskoelmachine zijn een aantal miniatuurversies afgeleid, met werktemperaturen van 25 K en 77 K. Deze machines produceren ongeveer 1 W koude en zijn ontworpen voor het koelen van infrarooddetectors en andere onderdelen van elektronische schakelingen. Eén type is uitgerust met een ruitdrijfwerk en is geschikt voor het koelen van infrarooddetector-mozaïeken, waarbij de nadruk ligt op het volkomen trillingsvrij zijn van de opstelling. Voor het transport van koelmiddelen, zoals bij voorbeeld vloeibare stikstof, door een ongeïsoleerde leiding wordt profijt getrokken van het Leidenfrost-effect, waardoor koude vloeistofdruppels niet in direct contact komen met de relatief warme leidingwand. Ten slotte worden nog twee experimentele koelmachines beschreven: een machine met drie expansieruimten (die een temperatuur van 9 K bereikt) en een machine met een thermische compressor (gebaseerd op de Vuilleumier-cyclus), die 1 W koude produceert bij 77 K door directe omzetting van warmte in koude.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!